



Etude prospective de la topologie MMC et du packaging 3D pour la réalisation d'un variateur de vitesse en moyenne tension

Cong Martin Wu

► To cite this version:

Cong Martin Wu. Etude prospective de la topologie MMC et du packaging 3D pour la réalisation d'un variateur de vitesse en moyenne tension. Energie électrique. Université Grenoble Alpes, 2015. Français. NNT : 2015GREAT027 . tel-01213053

HAL Id: tel-01213053

<https://theses.hal.science/tel-01213053>

Submitted on 7 Oct 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : Génie électrique

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Martin Cong WU

Thèse dirigée par **Yvan AVENAS** et
codirigée par **Marc MISCEVIC** et **Jean-Paul FERRIEUX**

préparée au sein du **Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab)**
dans l'**École Doctorale Electronique, Electrotechnique, Automatique et
Traitement du signal (EEATS)**

Etude Prospective de la Topologie MMC et du packaging 3D pour la réalisation d'un variateur de vitesse en moyenne tension

Thèse soutenue publiquement le **8 Avril 2015**, devant le jury composé de :

M, Yvan AVENAS

Maître de conférences à Grenoble-INP,

Directeur de thèse

M, Stéphane AZZOPARDI

Maître de conférences à Bordeaux-INP,

Rapporteur

M, Philippe LE MOIGNE

Professeur à l'Ecole Centrale de Lille,

Rapporteur

M, Stéphane LEFEBVRE

Professeur à CNAM de Paris,

Examineur

M, Jean-Paul FERRIEUX

Professeur à UJF de Grenoble,

Co-encadrant de thèse

M, Miao-Xin WANG

Ingénieur à Schneider Electric (Grenoble),

Co-encadrant de thèse

M, Marc MISCEVIC

Maître de conférences au LAPLACE,

Invité

M, Philippe LASEERRE

Ingénieur à la Plate-forme PRIMES,

Invité

M, Jean-Paul LAVIEVILLE

Expert technique à Schneider Electric (Pacy),

Invité



Étude prospective de la topologie MMC et du packaging 3D pour la réalisation d'un variateur de vitesse en moyenne tension

Mots clés

Convertisseur modulaire multiniveaux
Électronique de puissance
Stratégies de commande
Packaging 3D
Variateur de vitesse
Moyenne tension

La topologie modulaire multiniveaux est une structure d'électronique de puissance construite par la mise en série de sous-modules identiques, composés chacun d'une cellule de commutation et d'un condensateur. Un tel système de conversion pouvant comporter un grand nombre de cellules permet d'augmenter le rendement global et la qualité des signaux en sortie. De plus, il permet d'utiliser des composants basse tension présentant un meilleur comportement dynamique et un rapport qualité-prix bien supérieur aux composants moyenne tension.

Il permet également, par rapport aux structures conventionnelles, une grande souplesse pour la conception et la fabrication du fait de son aspect modulaire, tout en s'affranchissant d'un transformateur volumineux et onéreux en entrée. Comparé aux autres types de topologies, avantageuses avec un nombre limité de niveaux, le convertisseur modulaire multiniveaux semble être mieux adapté aux applications en moyenne et haute tensions, qui sont tributaires de l'association des composants de puissance. Néanmoins, pour la variation de vitesse, un certain nombre de défis technologiques ont été mis en évidence, compte tenu du fonctionnement particulier de l'onduleur modulaire multiniveaux et des contraintes imposées par l'opération en très basse fréquence.

En fonctionnement normal, la forme d'onde des courants internes, contrairement aux autres types de topologies, n'est pas symétrique en raison de la distribution du courant direct dans chaque bras. Cela entraîne une disparité significative en termes de dissipation thermique parmi les interrupteurs constituant un sous-module. Avec le choix d'une technologie de packaging 3D, la possibilité de refroidir les puces semi-conductrices en double-face offre une meilleure capacité de refroidissement et une nouvelle perspective de conception des modules pour cette application.

Un nouveau concept de report de puces est présenté et un prototype de tel module a été réalisé, modélisé et caractérisé. Il permet d'équilibrer globalement la chaleur dissipée par les puces sur les deux faces du module, problème inhérent à l'emploi de structure 3D. Conjugué à la mutualisation d'un interrupteur par deux puces en parallèle, la nouvelle architecture a aussi

RESUME

pour objectif d'équilibrer le refroidissement double-face dans le temps. En effet, pour les opérations en basse fréquence, les interrupteurs fonctionnent en régime instationnaire avec de forte variation de température, il n'est donc plus possible de compenser les effets thermomécaniques de chaque composant l'un par l'autre, comme en régime stationnaire et avec un positionnement planaire des puces.

D'autre part, d'un point de vu systémique, la stratégie de commande et le dimensionnement des condensateurs flottants de l'onduleur modulaire multiniveaux sont deux aspects intimement liés. En effet, les condensateurs flottants sont le siège d'ondulations de tension de très forte amplitude. Cela a pour effet de déstabiliser l'onduleur, voire de provoquer la destruction des composants en atteignant des niveaux de tension trop élevés. Ainsi, des contrôleurs judicieusement conçus permettent de réduire les ondulations indésirables, et a fortiori, d'embarquer des capacités moins importantes dans le système, tant que ces dernières sont inversement proportionnelles à l'ondulation de la tension.

Afin d'avoir une compréhension approfondie sur les dynamiques régissant le convertisseur modulaire multiniveaux, un modèle dynamique global basé sur la représentation d'état a été établi. Bien que cette représentation soit limitée à l'harmonique 2 des grandeurs caractéristiques, elle permet une fidèle interprétation du mécanisme de conversion sans passer par des modèles énergétiques bien plus complexes à exploiter, et de proposer des lois de commande montrant leur efficacité notamment autour de la fréquence nominale. Cela a été vérifié sur une maquette de puissance réalisée dans le cadre de cette thèse.

Prospective study on medium-voltage drive with MMC Topology and 3D packaging power modules

Key words

Modular multilevel converters
Power electronics
Control strategies
3D packaging
Variable speed drive
Medium voltage

Multilevel modular topology converts energy between two direct and alternative endings. This structure is constructed by the series connection of identical sub-modules, composed of a switching cell and a floating capacitor, and with arm inductors. Such a conversion system may reach a large number of levels increases the overall efficiency and quality of the output signals. In addition, it allows the use of low voltage components with better dynamics and cost effectiveness above the high voltage components.

It also allows flexibility in the work of design and manufacture due to its modularity, while avoiding a bulky and expensive input transformer, regarding the conventional technology. Compared with other types of topologies, advantageous with a limited number of levels, the modular multilevel converter seems to be more suited for medium and high voltage applications, which are dependent on the association of power components. However, for variable speed drive application, a certain number of technological challenges have been highlighted, given the specific functional characteristics of the modular multilevel inverter and the constraints imposed by the very low frequency operation.

On the one hand, for the normal operation of a multilevel modular converter, the waveform of the internal currents, in contrast to other types of topologies, is not symmetrical due to the distribution of the direct current in each phase leg. This may entail a significant disparity in terms of heat dissipation within the switching devices constituting a sub-module. Therefore, the problem of thermal management of active components is emphasized in the use of a modular multilevel converter. With the choice of a 3D packaging technology, interconnection by bumps, the ability to cool the semiconductor chips through the both sides of a module offers better cooling effects and a new perspective to design the power module for the studied structure.

The concept of laying chips on both the two substrates of module without facing each other provides overall balanced dissipation in the space and permit to overcome the unbalanced heat distribution induced by bumps. Combined with the sharing of a switch by two chips in

ABSTRACT

parallel, the proposal of the new architecture for 3D power module also aims to balance the double-sided cooling in the time range. Indeed, for the low frequency operation, the switches operate in unsteady state with drastic temperature variation, it is no longer possible to compensate the thermo-mechanical constraints over each component with the help of the others, as in steady state and with a planar chips positioning scheme.

On the other hand, from a systemic point of view, the control strategy and the dimensioning of floating capacitors of modular multilevel inverter are two interrelated aspects. Because the floating capacitors, having the role of energy sources, are loaded / unloaded through the modulation period, which causes very high voltage ripples across those capacitors with a very low frequency. This will destabilize the inverter and even provoke the destruction of components by approaching too high voltage levels. Thus, wisely designed controllers reduce unwanted ripples and, furthermore, allow embarking much smaller capacity in the system, as they are inversely proportional to the voltage ripple.

In order to have a thorough understanding on the dynamics governing the modular multilevel converter, a comprehensive dynamic model based on state-space representation was established. Although this representation is limited to the second harmonic of characteristic variable, it allows a faithful interpretation of the conversion mechanism without using energy models, more complex to operate, and control laws can also be proposed and their effectiveness around the nominal frequency has been underlined. Concerning the very low frequency operations, another solution has been proposed and is ongoing patent pending.

DEDICACE

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été réalisés au sein du laboratoire G2Elab et chez Schneider Electric à Grenoble et également sur la plate-forme PRIMES à Tarbes. Ces trois ans de travaux m'ont permis de faire la transition professionnelle d'un étudiant fraîchement diplômé vers le statut d'un docteur-ingénieur qualifié, et ils m'ont été enrichissants à la fois sur les plans technique, professionnel et humain. Je tiens ainsi exprimer mes profondes gratitudeux aux personnes qui ont pu contribuer de près ou de loin à l'aboutissement de ce projet. La liste de toutes ces personnes serait bien longue, toute de même je tiens à citer parmi eux les noms ci-dessous.

M. Yvan AVENAS et M. Jean-Paul FERRIEUX, mes directeurs de thèses académiques et professeurs à l'université de Grenoble, je voudrais les remercier de m'avoir fait confiance et bien encadré durant les trois ans de thèse, ainsi que toute l'équipe d'électronique de puissance au sein du laboratoire G2Elab, en particulier, M. Pierre LERANC, avec qui j'ai eu des idées lumineuses sur la structure de convertisseur, M. David FREY, pour son éternel bon humeur et son soutien infailible en Labview, M. Nicolas Rouger de son enthousiasme et son invitation au Journal Club, et aussi les doctorants, M. Mounir MARZOUK et M. Wahid CHERIEF, qui m'ont prêté main forte,.

M. Marc MISCEVIC, maître de conférences au laboratoire LAPLACE et codirecteur de ma thèse, je voudrais le remercier de son encouragement, de ses patiences et de ses disponibilités pour m'expliquer des phénomènes thermiques et m'apporter des aides précieuses. Et aussi toute son équipe de recherche dans le domaine de refroidissement diphasique, je souhaite les remercier pour leur chaleureux accueil et la présentation de leurs sujets de recherche futuristes.

M. Miao-Xin WANG, responsable de l'équipe électronique avancé et électronique de puissance et mon manager de projet chez Schneider Electric, je souhaite le remercier de m'avoir choisi comme candidat et de m'avoir fourni tous les moyens nécessaires à la réussite du projet. Je tiens aussi à exprimer mes reconnaissances envers tous les membres de l'équipe qui m'ont soutenu, Mme. Radoslava MITOVA pour son encadrement technique, Mme. Michèle NEUVILLE pour sa gentillesse et son assistance administrative, M. Roland MOUSSANET pour son accompagnement au laboratoire au début de mon projet, M. Alain DENTELLA et M. Lionel DORBAIS pour leur expertise et leur assistance technique. Je voudrais également remercier M. Frédéric VAILLANT, ex-vice-président du département Technology & Innovation de Schneider Electric, pour sa bienveillance et son constant encouragement, M. Christian CONRATH, responsable du département Motion & Drives, M. Alain LACARNOY, chef technique du département IT business, pour leur disponibilité et leurs conseils, et en particulier, M. Jean-Paul LAVIEVILLE, expert en conversion d'énergie moyenne tension et mon tuteur technique, pour ses précieuses aides et critiques, ainsi que ses apports professionnels et toute sa passion pour le métier.

Mes remerciements vont aussi aux personnels de la plateforme PRIMES, Mme. Estelle GRALL, M. Karim MAROUFI et M. José FERRAO, pour leur service et leur présence, et M. Philippe LASERRE, ex-responsable technique de PRIMES et président de la société d'ingénierie DEEP Concept, pour ses diverses interventions et ses conseils d'expert au cours de ma présence à Tarbes.

DEDICACE

A travers de multiples occasions, j'ai pu être en contact avec des personnes dont les qualités humaines et techniques m'ont marqué. Je tiens à les féliciter et remercier :

Corentin RIZET, président de la société de consulting SIREPE, pour son accompagnement technique et ses remarques judicieuses au début de ma thèse.

Gilbert BERGNA DIAZ, ancien doctorant d'EDF et de SUPELEC qui travaillait sur la méthode de commande des convertisseurs multiniveaux modulaire multi-terminaux, pour ses idées novatrices et son inspiration dans la poursuite de mes travaux, bien qu'on ne se soit jamais rencontré.

Baptiste TRAJIN, professeurs de l'ENIT (Ecole Nationale d'Ingénieur de Tarbes), pour sa bonne humeur et ses explications sur la théorie d'espace d'état, que la force soit avec lui.

Renaud LACABANNE, ancien alternant technique de PRIMES, Jérémy CASARIN, ancien doctorant d'Alstom, Cyrille DUCHESNE, ancien ingénieur de recherche de Cirtem, Mathieu CHARLAS, ingénieur et expert en matériaux de SAFRAN Labinal Power System, et Rupert BURBIDGE, ingénieur de développement de Cissoid, grâce à qui, mon travail à PRIMES et ma vie à Tarbes ont été une partie de plaisir, et les nombreux échanges avec eux m'ont toujours été agréables et riches de renseignements et de bonnes surprises.

Meriem JAMAL EDDINE, Lisa FAYOLLE, Loïc MALGOUYRES, Xavier BETBEDER, Tarik HASSI et Togo DULCHE, les stagiaires qui m'ont épaulé, au cours de mes deux années à Tarbes, dans l'étude des différents domaines (thermique, mécanique, fluidique) et dans des main-œuvres pas toujours plaisantes. Ils ont su à se montrer motivés et autonomes dans la mission que je leur ai confiée, avec de très bonne maîtrise des connaissances et un bon sens de travail en équipe, je leur souhaite de toute réussite qu'ils méritent pleinement.

Feifei et Claude MARTIN, ma chère tante et mon cher oncle, ma seule famille en France qui m'ont toujours soutenu et aidé, surtout à des moments tragiques de ma vie.

Enfin, je souhaite aussi remercier les membres du jury de ma soutenance de thèse, M. Stéphane AZZOPARDI, maître de conférences à INP Bordeaux, M. Philippe LE MOIGNE, professeur de l'école Centrale Lille, et M. Stéphane LEFEBVRE, examinateur et président du jury, pour leurs critiques et leur temps consacré au sujet de mes travaux.

Il existe bien sûr encore tant de personnes que je voudrais remercier, et qu'elles restent dans mon cœur avec les bons souvenirs que l'on a partagé ensemble.

Ce travail a été cofinancé par L'ANRT (Association nationale de la Recherche et de la Technologie) et le département Technology & Innovation de Schneider Electric.

DEDICACE

Je dédie le présent mémoire à mon défunt père, Anli WU, sans son labeur et son sacrifice, je ne pourrais jamais mener mes études et ma vie avec sérénité... ma gratitude s'en va avec mon regret que désormais il n'appartient qu'au souvenir d'un passé insouciant.

Je dédie également mes travaux à mon ex-femme, avec qui j'ai partagé des moments de bonheur malgré la distance nous séparant et malgré les rares retrouvailles. Nous vivons une drôle d'époque où rien ne dure, il n'y a que le présent qui compte et l'avenir est bien trop capricieux pour être envisageable.

... Au passage, à propos de la recherche...

« Ce qui rapproche, ce n'est pas la communauté des opinions, c'est la consanguinité des esprits »

Marcel PROUST

Extrait d'A la recherche du temps perdu

« Le schéma de découverte classique est le suivant : on cherche ce que l'on sait (disons une nouvelle façon de se rendre en inde) et on trouve quelque chose dont on ignorait l'existence (l'Amérique). [...]Autrement dit, vous trouvez une chose que vous ne cherchez pas et qui transforme le monde, et après coup, vous vous demandez pourquoi "il a fallu autant de temps" pour arriver à quelque chose d'aussi évident. Aucun journaliste n'était là quand on a inventé la roue, mais je suis prêt à parier que ses découvreurs ne se sont pas lancés dans le projet d'invention de ce moteur de croissance majeure et ne l'ont pas réalisé suivant un planning précis. Et il en va de même pour la plupart des inventions.»

Nassim Nicholas TALEB

Extrait de Le cygne noir : La puissance de l'imprévisible

TABLE DES MATIERE

Glossaire général.....	1
Liste des symboles.....	3
Introduction Générale.....	7
Chapitre I – Variation de vitesse et topologies.....	9
I.A. Une application au cœur de l'industrie.....	10
I.A.1. L'efficacité énergétique : défis politique, économique et environnemental.....	10
I.A.2. La variation de vitesse, un enjeu de demain.....	12
I.A.3. Variateurs de vitesse électroniques des moteurs asynchrones.....	13
I.B. Une application à multiples technologies.....	16
I.B.1. Moyenne tension et industrie.....	16
I.B.2. Composants semi-conducteurs de puissance.....	18
I.B.3. Etat de l'art des topologies multiniveaux.....	21
I.C. Analyse et comparaison des topologies.....	38
I.C.1. Classification des topologies.....	38
I.C.2. Comparaison structurelle des topologies.....	41
I.C.3. Comparaison du rendement des différentes topologies.....	47
Conclusion du chapitre I.....	59
Références du chapitre I.....	60
Chapitre II – Nouvelle architecture de module de puissance adaptée à la topologie MMC...63	
II.A. Modèle thermique de la topologie MMC.....	64
II.A.1. Modèle des courants spécifiques.....	64
II.A.2. Analyse des pertes.....	69
II.B. CLARA : un nouveau design de module de puissance pour le MMC.....	73
II.B.1. La technologie de packaging 3D développée par PRIMES.....	73
II.B.2. Analyse thermique des modules 3D.....	77
II.B.3. Positionnement alterné des puces.....	81
II.C. Le module CLARA et ses performances.....	90
II.C.1. Démarche et prototypage.....	90
II.C.2. Vérification des performances thermiques.....	98
II.C.3. Simulations électriques et thermo-mécaniques.....	109

TABLE DES MATIERE

Conclusion du chapitre II.....	113
Références du chapitre II.....	114
 Chapitre III – Stratégies de commande du variateur MMC.....	 117
III.A. Modélisation et analyse de la topologie MMC.....	118
III.A.1. Analyse dynamique d'un bras d'onduleur.....	118
III.A.2. Modèle dynamique d'un bras d'onduleur.....	124
III.A.3. Modélisation de l'onduleur triphasé.....	129
 III.B. Développement des lois de commande.....	 135
III.B.1. La techniques de modulation et de contrôle.....	135
III.B.2. Elaboration du système de contrôle.....	138
III.B.3. Evaluation de la performance des contrôleurs proposés.....	145
 III.C. Implémentation et essais en temps réel.....	 155
III.C.1. Réalisation et description du banc d'essai.....	155
III.C.2. Résultats expérimentaux et discussion.....	163
 Conclusion du chapitre III.....	 167
Références du chapitre III.....	168
 Conclusion Générale.....	 171
 ANNEXE.....	 173
Annexe 1 : Caractéristiques des IGBT3 choisis.....	174
Annexe 2 : Paramètres des semi-conducteurs du module EconoDual3.....	177
Annexe 3 : Etude paramétrique de la variation des pertes.....	179
Annexe 4 : Les modèles analytique et numérique du bump.....	184
Annexe 5 : Etude thermique du dissipateur.....	189
Annexe 6 : Mode de fabrication du module CLARA.....	195
Annexe 7 : Paramètres mécaniques des matériaux.....	200
Annexe 8 : Fiche technique des inductances.....	202
Annexe 9 : Fiche technique des cartes d'interface.....	204

Glossaire Général

Acronyme	Signification
AC	Courant alternatif (Alternative Current)
AF	Filtrage actif (Actif Filter)
AIE	Agence internationale de l'énergie
AlN	Nitride d'Alumine, matériau céramique constituant le substrat
ANPC	Convertisseur activement clampé par le point neutre (Active Neutral Point Clamped)
BF	Basse fréquence
BT	Basse tension
CC	Cycloconvertisseur
CCSC	Contrôleur-supprimeur du courant de circulation (Circulation Current Suppression Controller)
CEM	Compatibilité électromagnétique
CHB	Convertisseur à ponts en H mis en série (Cascaded H-Bridges)
CLARA	Architecture du dépôt de puces en positionnement alterné (Chips Lay-down by Alternated aRrangement Architecture)
CNA	Convertisseur Numérique-Analogique
CSC	Convertisseur en source de courant (Current-Sourced Converter)
DBC	Substrat servant d'isolation électrique et de conduction thermique (Direct Bonded Copper)
DC	Courant direct (Direct Current)
FACTs	Système de transmission flexible en AC (Flexible AC Transmission System)
FC	Convertisseur à condensateurs flottants (Flying Capacitors)
FFT	Transformation de Fourier rapide (Fast Fourier Transformation)
FPGA	Circuit logique programmable (Field Programmable Gate Array)
GaN	Nitride de gallium, composé chimique
GIEC	Groupe d'experts intergouvernemental sur l'évolution du climat
GTO	Thyristor à extinction par la gâchette (Gate Turn-Off thyristor)
HVAC	Haute tension en courant alternatif (High Voltage AC)
HVDC	Haute tension en courant direct (High Voltage DC)
IEGT	Transistor à grille par injection d'électrons améliorée (Injection Enhanced Gate Transistor)
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor)
IGCT	Thyristor à commutations par la gâchette intégrée (Integrated Gate-Commutated Thyristor)
LCI	Onduleur à commutation par la charge (Load Commuted Inverter)
LS-PWM	MLI à décalage de niveaux de tension (Level-Shift PWM)
M.I.T	Massachusetts Institute of Technology
MF	Moyenne fréquence
MT	Moyenne tension
MMC	Convertisseur modulaire multiniveaux série (Modular Multilevel Converters)
MOSFET	Transistor à effet de champ à grille métal-oxyde (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

NLC	Contrôle du niveau de tension (Nearest Level voltage Control)
NPC	Convertisseur clampé par le point neutre (Neutral Point Clamped)
PLL	Boucle de verrouillage de phase (Phase Locked Loop)
PMC	Convertisseur modulaire multiniveaux parallèle (Parallel Multilevel Converters)
PS-PWM	MLI à décalage de phases (Phase-Shift PWM)
PWM	Modulation de largeur d'impulsions MLI (Pulse-Width Modulation)
RT	Temps réel (Real Time)
SiC	Carbure de silicium, composé chimique
SM	Sous-module
SMC	Convertisseur à cellules superposées (Stacked Multicellular Converter)
SPWM	Modulation sinusoïdale de largeur d'impulsion (Sinusoidal Pulse-Width Modulation)
SVM	Modulation en espace vectoriel (Space Vector Modulation)
THD	Taux de distorsion harmonique (Total Harmonic Distortion)
THDi	THD en courant
THDu	THD en tension
UE	Union Européenne
VSC	Convertisseur en source de tension (Voltage-Sourced Converter)
VSD	Variation de vitesse (Variable Speed Drive)

Liste des symboles (en ordre d'apparition)

Chapitre I

Symbole	Signification
V_{dc}	Tension du bus DC
I_{dc}	Courant du bus DC
V_c	Tension capacitive, la tension aux bornes d'un condensateur flottant
I_a	Courant de sortie dans une phase (la phase a dans un repère triphasé abc)
V_a	Tension de sortie dans une phase
n	Nombre de niveaux
p	Nombre de cellules de commutation
k	Indice d'une cellule à valeur quelconque
C_k	Condensateur numéroté k
V_{ck}	Tension capacitive aux bornes du condensateur flottant numéroté k
D_k	Diode numérotée k
T_k	Transistor numéroté k
I_k	IGBT numéroté k
F_d	Fréquence de découpage en sortie d'une cellule de commutation
L	Inductance de liaison
$V_{sup, inf}$	Tension résultante du demi-bras supérieur ou inférieur dans la topologie MMC
C_M	Condensateur dans un module
$V_{a,max}$	Amplitude maximale de la tension de sortie simple
V_f	Fondamental de la tension de sortie simple
U	Tension composée en sortie
f	Fréquence de l'ondulation
$P_{Cu\ n,f}$	Pertes cuivre dans les matériaux conducteurs à n niveaux et à la fréquence f
$R_{Cu\ 2,f}$	Résistance équivalente à 2 niveaux et à la fréquence f
I_{eff}	Courant efficace
$P_{Fe\ n,f}$	Pertes fer dans les matériaux magnétiques en présence d'un champ sinusoïdal
B	Amplitude d'un champ d'induction
k_s, α_s, β_s	Paramètres de matériaux de la loi de Steinmetz
P_{CM}	Pertes liées aux protections
V_{CM}	Tension assignée de l'organe de protection
I_{moy}	Courant moyen
R_{CM}	Résistance interne de l'organe de protection
P_Q	Pertes dues au refroidissement
P_T	Puissance transmise au refroidissement
η_Q	Rendement du refroidisseur
P_{CR}	Puissance de la commande rapprochée
C	Nombre de convertisseurs en parallèle
N_T	Nombre de composants actifs par phase
p_{CR}	Perte typique d'une commande rapprochée
V_T	Tension totale aux bornes d'un transistor
I_T	Courant parcourant un transistor
V_D	Tension totale aux bornes d'une diode
I_D	Courant parcourant une diode
I_S	Courant en sortie d'une cellule de commutation
$V_{ce,sat}$	Tension seuil à l'état passant d'un transistor
V_{Rd}	Tension aux bornes de la résistance dynamique
R_d	Résistance dynamique équivalente d'un transistor

P_{cond}	Pertes par conduction totales
p_{cond}	Pertes par conduction instantanées
$p_{cond,Fd}$	Pertes par conduction à l'échelle d'une période de découpage
i_{cond}	Courant conduit instantané
$i_{cond,moy,Fd}$	Courant conduit moyen à l'échelle d'une période de découpage
$i_{cond,eff,Fd}$	Courant conduit efficace à l'échelle d'une période de découpage
P_{com}	Pertes par commutation totale
p_{com}	Pertes par commutation instantanées
$p_{com,Fd}$	Pertes par commutation à l'échelle d'une période de découpage
i_{com}	Courant commuté instantané
$i_{com,moy,Fd}$	Courant commuté moyen à l'échelle d'une période de découpage
$i_{com,eff,Fd}$	Courant commuté efficace à l'échelle d'une période de découpage
E_{on}, E_{off}	Pertes à l'amorçage et au blocage dans un transistor
E_{rr}	Pertes liées au courant de recouvrement dans une diode
E_{com}	Pertes totale sur une période de commutation d'une cellule
V_{com}	Tension de commutation
$V_{ce,typ}$	Tension collecteur-émetteur typique selon les données constructrices
e_2, e_1, e_0	Coefficients d'énergie obtenus par approximation avec un polynôme de 2 nd ordre [Annexe1]
E_2, E_1, E_0	Coefficients de pertes par commutation après l'intégration
Γ	Constante de l'état initial d'un interrupteur
θ_j	Position angulaire de l'intersection entre la tension modulante et les différents niveaux de tension
χ	Position angulaire d'une cellule de commutation pour une méthode de modulation donnée
$\alpha(\chi, n)$	Rapport cyclique multiniveaux
F_i	Fonction d'état ou de commutation d'une cellule de commutation indexée i
m	Index ou profondeur de modulation
V_{mod}	Tension efficace de modulation
Φ	Déphasage entre la tension de commutation et le courant de sortie
η	Rendement d'un convertisseur
P_a	Puissance nominale absorbée par un convertisseur
F_{da}	Fréquence de découpage apparente
F_p	Facteur de puissance
L_f	Inductance de filtrage nécessaire en sortie
C_f	Capacité de filtrage nécessaire en sortie
Δi_s	Ondulation de courant de sortie admissible
Δv_s	Ondulation de tension de sortie admissible
p_{cc}	Nombre de cellules de commutation mises en parallèle

Chapitre II

Symbole	Signification
i_h, i_b	Courants internes instantanés dans un demi-bras en haut ou en bas
i_{ac}	Courant instantané du côté alternatif
I_{ac}	Amplitude du courant instantané du côté alternatif
θ	Position angulaire pour les formes d'onde en sortie d'une cellule de commutation
φ	Déphasage des signaux en sortie d'une cellule de commutation
V_x	Tension modulée en sortie d'un sous-module
ψ	Décalage angulaire introduit par la composante continue du courant interne
k	Rapport de courants
E_{dc}	Energie en entrée d'un onduleur via le bus DC

E_{ac}	Energie en sortie d'un onduleur dans la charge AC
E_{MMC}	Energie dissipée par l'onduleur MMC
R_{th}	Résistance thermique
R_{sup}	Résistance thermique résultante de la partie supérieure d'un module de puissance
R_{inf}	Résistance thermique résultante de la partie inférieure d'un module de puissance
ΔT	Gradient de température
ϕ	Flux thermique
e	Epaisseur du composant selon la direction du flux thermique
λ	Conductivité thermique du matériau
S	Section de passage du flux thermique
T_j	Température de jonction
T_{fluide}	Température du fluide caloporteur
Z_{th}	Impédance thermique
$T_{j,moy}$	Température moyenne de la puce
T_e	Température d'entrée du fluide
P	Puissance dissipée par la puce
h	Coefficient d'échange entre le fluide et la paroi du dissipateur
σ	Contrainte thermo-mécanique de Von Mises
ε_p	Déformation
T	Température moyen du modèle
$m_\sigma, C_{\sigma b}, G_0, G_1$	Coefficients constants du modèle d'écrouissage multilinéaire

Chapitre III

Symbole	Signification
x	Indice correspondant au demi-bras en haut (h) ou en bas (b)
N	Nombre de sous-modules dans un demi-bras
$v_{c,h}, v_{c,b}$	Tension capacitive individuelle, tension instantanée aux bornes d'un condensateur flottant présent dans un demi-bras en haut ou en bas
$v_{c,h}^\Sigma, v_{c,b}^\Sigma$	Tension capacitive de demi-bras, somme des tensions capacitatives individuelles du demi-bras en haut et en bas
m_h, m_b	Fonction d'insertion de sous-module du demi-bras en haut et en bas
v_h, v_b	Tension modulée instantanée en sortie du demi-bras en haut et en bas
i_{diff}	Courant de circulation instantané entre les demi-bras en haut et en bas
R	Résistance parasite de l'inductance de liaison
C	Capacité embarquée dans un sous-module
$v_{SM,h}, v_{SM,b}$	Tension modulée instantanée en sortie d'un sous-module dans un demi-bras en haut ou en bas
$i_{c,h}, i_{c,b}$	Courant instantané à travers un condensateur flottant dans un demi-bras en haut ou en bas
$i_{t,h}, i_{t,b}$	Courant instantané à travers l'interrupteur (I1 et D1) d'un sous-module présent dans un demi-bras en haut ou en bas
ω	Pulsation de sortie
$(\cdot)_{AD}$	Grandeur représentée dans le repère associé aux terminaisons AC (A) et DC (D)
$(\cdot)_{hb}$	Grandeur représentée dans le repère associé aux demi-bras haut (h) et bas (b)
v_A	Tension modulée instantanée associée à la terminaison AC
v_D	Tension modulée instantanée associée à la terminaison DC
i_A	Courant instantané associé à la terminaison AC
i_D	Courant instantané associé à la terminaison DC
v_c^Σ	Somme des tensions capacitatives de demi-bras en haut et en bas
v_c^Δ	Différence des tensions capacitatives de demi-bras en haut et en bas

m_A	Fonction d'insertion associée à la terminaison AC
m_D	Fonction d'insertion associée à la terminaison DC
X, Y, U	Vecteurs de variables d'état, de sortie et d'entrée dans la représentation d'état d'un bras d'onduleur
A, B, C	Matrice d'état, de sortie et d'entrée dans la représentation d'état d'un bras d'onduleur
$\overline{v_c^\Sigma}$	Partie continue de la somme des tensions capacitatives de demi-bras
$\widetilde{v_c^\Sigma}$	Partie oscillante de la somme des tensions capacitatives de demi-bras
$(\cdot)_{abc}$	Grandeur représentée dans le repère triphasé abc
$(\cdot)_{dq0}$	Grandeur représentée dans le repère de Park associé à une fréquence d'ondulation
φ_A	Déphasage du courant A par rapport à une référence temporelle commune choisie
I_D	Amplitude du courant D
\bar{I}_D	Partie continue du courant D
V_c^A, V_c^Σ	Amplitude de la somme et de la différence des tensions capacitatives de demi-bras
$\varphi_D, \varphi_\Delta, \varphi_\Sigma$	Déphasage du courant D, de la différence et de la somme des tensions capacitatives de demi-bras par rapport à une référence temporelle commune choisie
$[P_{+1}], [P_{-2}]$	Matrices de transformation de Park associée à la fréquence d'ondulation fondamentale en sens rotatif positif ou d'harmonique 2 en sens négatif
X_{+1}, X_{-2}	Vecteur de variables d'état associées à la fréquence fondamentale ou d'harmonique 2 dans le repère de Park
U_g, Y_g	Vecteur de variables d'entrée et de sortie de l'onduleur global dans le repère de Park
$A_{+1}, A_{-2}, D_{+1}, D_{-2}$	Matrices d'état de la présentation d'état de l'onduleur global dans le repère de Park
B_{+1}, B_{-2}	Matrices d'entrée de la présentation d'état de l'onduleur global dans le repère de Park
C_{+1}, C_{-2}	Matrices de sortie de la présentation d'état de l'onduleur global dans le repère de Park
α_Σ, α_D	Coefficients oscillants à l'harmonique 3 dans la composante homopolaire
$W_{c,x}$	Energie emmagasinée dans les condensateurs flottants d'un demi-bras en haut ou en bas
$K_{A,i}, K_{A,p}$	Gains intégral et proportionnel du contrôleur du courant A
τ_A	Constante de temps de la fonction de transfert en boucle ouverte du courant A
$K_{D,i}, K_{D,p}$	Gains intégral et proportionnel du contrôleur du courant D
τ_D	Constante de temps de la fonction de transfert en boucle ouverte du courant D
$K_{\Sigma,i}, K_{\Sigma,p}$	Gains intégral et proportionnel du contrôleur de la somme des tensions capacitatives de demi-bras
τ_Σ	Constante de temps de la fonction de transfert en boucle ouverte de la somme des tensions capacitatives de demi-bras
$K_{\Delta,i}, K_{\Delta,p}$	Gains intégral et proportionnel du contrôleur de la différence des tensions capacitatives de demi-bras
τ_Δ	Constante de temps de la fonction de transfert en boucle ouverte de la différence des tensions capacitatives de demi-bras
Z_{ch}, R_{ch}, L_{ch}	Impédance, résistance, inductance de la charge
S_n	Puissance apparente nominale
ΔW_c	Quantité d'énergie transitée à travers un demi-bras durant une période de modulation
ε	Taux d'ondulation de tension

Introduction Générale

Dans l'objectif de respecter les nouvelles normes industrielles et environnementales, l'utilisation de variateurs de vitesse électroniques, destinés à commander les moteurs électriques, devient nécessaire dans de nombreuses applications. En effet, ils permettent de faire des économies d'énergie substantielles, d'améliorer le comportement du moteur et de prolonger le cycle de vie de ce dernier. Un variateur de vitesses contient en particulier un convertisseur d'électronique de puissance dont la topologie est définie en fonction du cahier des charges applicatif. Cette topologie dépend également de l'évolution technologique des composants semi-conducteurs. Depuis l'apparition des composants IGBT, l'élévation des calibres en tension et en courant, ainsi que l'amélioration des performances dynamiques de ces composants actifs, ont rendu possible des stratégies de conception originales pour exploiter au mieux le potentiel des composants utilisés.

Dans le cas particulier de la moyenne tension, les convertisseurs doivent fonctionner sous de très fortes tensions, entre 2 et 15 kV. Il est donc nécessaire de mettre en série les composants semi-conducteurs afin de limiter leur tenue en tension à des valeurs acceptables et technologiquement réalistes. Afin de répondre à ce besoin, de nombreuses topologies multiniveaux ont été imaginées et développées. Ces structures sont en effet très avantageuses car elles montrent en plus des propriétés intéressantes sur les formes d'ondes en sortie et en entrée ce qui permet de réduire, voire de retirer, les dispositifs de filtrage. Dans ce contexte, ce mémoire, composé de trois chapitres, présente des travaux de recherche autour d'une topologie de conversion multiniveaux pour l'application variation de vitesse en moyenne tension. Le choix et l'implémentation d'une telle structure de variateur de vitesse implique la prise en compte de nombreux défis technologiques. Dans cette perspective, de nouvelles solutions seront proposées et analysées. Elles relèveront à la fois de l'architecture des modules de puissance et des stratégies de commande du convertisseur envisagé

Le premier chapitre de ce mémoire sera consacré à une présentation générale du contexte et des contraintes de fonctionnement des variateurs de vitesse en moyenne tension. D'une part, les liens intimes entre les structures de convertisseurs multiniveaux et les composants semi-conducteurs seront soulignés. D'autre part, les structures de base de la conversion multiniveaux seront classées en fonction de leur topologie et de leur commande. A partir de la comparaison de ces structures de base, nous proposerons une méthodologie de choix de la structure la plus appropriée à notre cahier des charges qui nous amènera en mettre en évidence l'intérêt des convertisseurs modulaires multiniveaux. Néanmoins, nous verrons également que l'utilisation de cette topologie entraîne quelques complications en raison du principe de son mode de fonctionnement et de son comportement interne en opération basse fréquence.

Dans le deuxième chapitre, la problématique de la gestion thermique et de la mise en boîtier des composants semi-conducteurs sera abordée. Notons que, dans le cas d'un convertisseur modulaire multiniveaux, elle peut être gérée au niveau du sous sous-modules, brique élémentaire du convertisseur. Nous tenterons de montrer que l'utilisation du convertisseur modulaire multiniveaux entraîne des contraintes thermiques importantes sur les composants. Cela nécessitera ainsi une révision du design du module de puissance utilisé pour le montage du variateur de vitesse. En ce sens, une nouvelle architecture de module de puissance à base d'une technologie de packaging 3D sera présentée, afin de permettre un refroidissement plus efficace mais aussi d'améliorer la fiabilité du module à l'égard des contraintes thermo-mécaniques. Des prototypes avec des semi-conducteurs de puissance ont été fabriqués et testés dans le but de démontrer la validité du design proposé dans ce mémoire. Des études par simulation et par expérience seront présentées pour vérifier les performances thermiques et thermo-mécaniques, mais aussi pour connaître les limites de ce nouveau design, dans le cas où des investigations futures seraient envisagées.

Le dernier chapitre de ce mémoire sera dédié à l'étude de la commande et à la mise en œuvre du convertisseur modulaire multiniveaux en tant qu'onduleur à fréquence variable. Afin de mettre en lumière le mécanisme de commutation et les caractéristiques dynamiques de ce convertisseur, un modèle moyen global sera établi et nous permettra par la même occasion de proposer des lois de commande. A l'issue de cette étude, un banc d'essai sera présenté et nous permettra de valider les différentes boucles de régulation qui ont également été vérifiées par simulations numériques. Par le principe de Hardware-In-the-Loop, les lois de commande de ce prototype ont été implantées sur une plateforme FPGA et en temps-réel avec un langage de programmation dédié (Labview).

Chapitre I - Variation de vitesse et topologies

Le propos de cette partie est de présenter le contexte général de l'application variation de vitesse, ou plus couramment chez les industriels, VSD (Variable Speed Drive), ainsi que l'évolution des convertisseurs d'énergie en haute puissance (HP). La variation de vitesse concerne d'abord l'aspect onduleur, soit la conversion d'énergie DC-AC, afin de réaliser une tension d'amplitude et de fréquence variables pour adapter la vitesse de rotation du moteur asynchrone ou synchrone. Accessoirement, un étage continu sera nécessaire pour produire un bus continu, soit la conversion d'énergie AC-DC, quand l'énergie est prise sur le réseau de distribution.

En forte puissance, avec l'introduction de l'électronique de puissance, le convertisseur multiniveaux fonctionnant en moyenne tension (MT) est un sujet d'étude récurrent pour la communauté scientifique et chez les industriels, pour des applications industrielles telles que :

- utilisation réseau : transmission et distribution en HVDC ou HVAC pour haute tension respectivement en courant continu ou en courant alternatif (tension en-dessous de 800kV et puissance en-dessous de 1GW), amélioration de qualité des signaux (par exemple, filtrage actif ou AF (Active Filter), correcteur de puissance FACTs (Flexible AC Transmission system), production d'énergie centralisée ou décentralisée (en photovoltaïque et éolien) ;
- en traction et en entraînement : train, véhicule électrique, propulsion marine ;
- en démarreur et en variateur en basse vitesse : pompage, ventilation, chauffage, compression.

Dans cette thèse, nous allons précisément nous intéresser à cette dernière famille d'applications. Le choix d'un variateur de vitesse est intimement lié à la nature de la charge entraînée et aux performances visées. Toutes définition et recherche d'un variateur de vitesse doivent passer par une analyse des exigences fonctionnelles de l'équipement puis des performances requises pour le moteur lui-même.

La documentation des fournisseurs de variateurs de vitesse fait également abondamment mention des paramètres d'utilisation tels que couple constant, couple variable, puissance constante, contrôle vectoriel de flux, variateur réversible... Ces désignations caractérisent toutes les données nécessaires pour retenir le type de variateur le plus adapté. Un choix incorrect de variateur peut donc conduire à un fonctionnement décevant. De même, il faut tenir compte de la gamme de vitesse souhaitée pour choisir convenablement l'association moteur / variateur.

Par conséquent, nous proposons d'abord de dresser le contour général du besoin industriel en variation de vitesse, puis de nous familiariser avec les principales technologies impliquées par cette application en question. Nous présentons ensuite le marché actuel des variateurs de vitesse en moyenne tension. Enfin, une revue générale des topologies de convertisseurs MT nous permettra d'envisager, à l'aide d'une série d'analyses, une topologie répondant à des exigences techniques et industrielles (coût, performances en rendement, en basse vitesse et en taux de distorsion harmonique (THDi) pour le courant d'entrée, encombrement/poids, modulation et commande). Un cahier des charges sera alors défini avec l'objectif de fabriquer un prototype de variateur de vitesse sans transformateur.

I.A. Une application au cœur de l'industrie

Dans ce paragraphe, nous retraçons le lien entre l'application variation de vitesse et les besoins industriels afin de souligner le rôle capital que joue le variateur de vitesse dans la stratégie écologique et la politique d'efficacité énergétique.

I.A.1. L'efficacité énergétique : défis politique, économique et environnemental

Avec la révolution industrielle, le charbon est devenu le combustible des sociétés industrialisées et en développement. À la fin de la Seconde Guerre mondiale, le charbon fut détrôné par le pétrole et le gaz naturel. Or la combustion de ces énergies fossiles émet du gaz carbonique (appelé dès lors le CO₂ énergétique). L'AIE (Agence Internationale de l'Énergie) estime qu'en 160 ans, l'humanité a multiplié par 145 ses émissions de gaz à effet de serre (voir fig. 1-1).

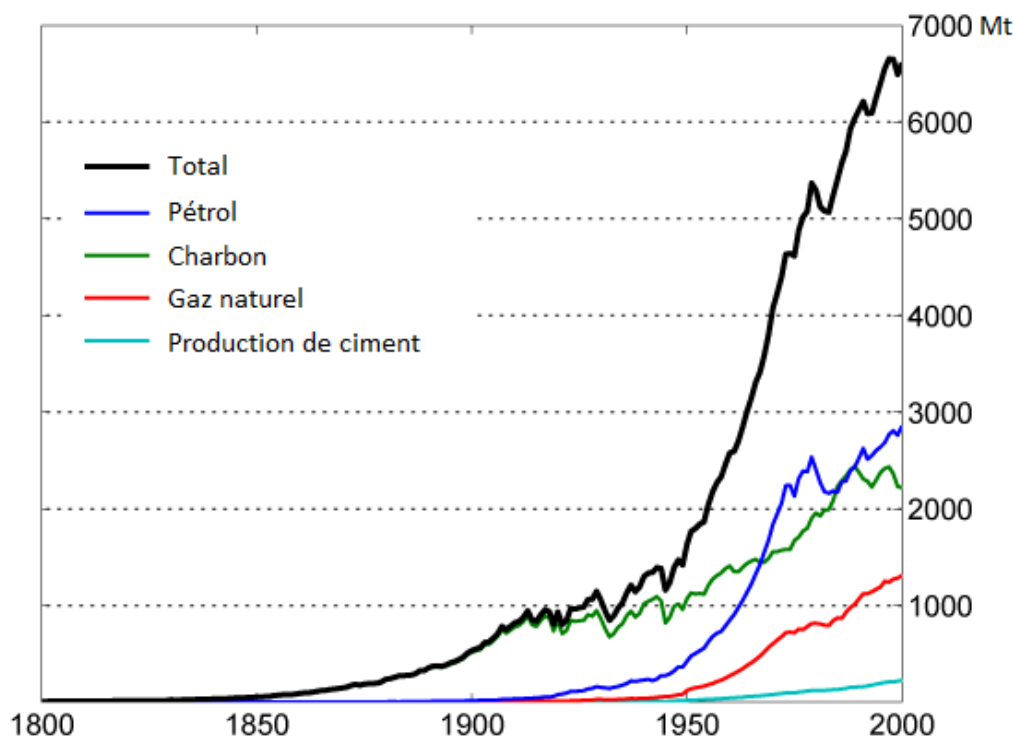


Figure 1-1. Emission globale du gaz carbonique entre 1800 et 2000

Source : Base de données de l'AIE « CO₂ Emissions from Fuel Combustion 2010 - Highlights ».

Cet accroissement de la concentration en gaz à effet de serre a provoqué une élévation de la température moyenne globale de 0,85°C entre 1880 et 2012, comme l'indique le GIEC (Groupe d'Experts Intergouvernemental sur l'Évolution du Climat) dans son 5^{ème} rapport d'évaluation (2012) (voir fig. 1-2). Les rejets de CO₂ devraient même croître de 43% d'ici à 2030 selon la prévision de l'AIE [AIE].

En conséquence, nous assistons à une hausse du niveau des mers de plus en plus importante, et des événements climatiques extrêmes pourront être plus intenses et plus fréquents, comme souligné dans le même rapport du GIEC [GIEC]. La cause principale de ce réchauffement climatique est liée aux activités humaines et à une consommation abusive et non raisonnée des énergies.

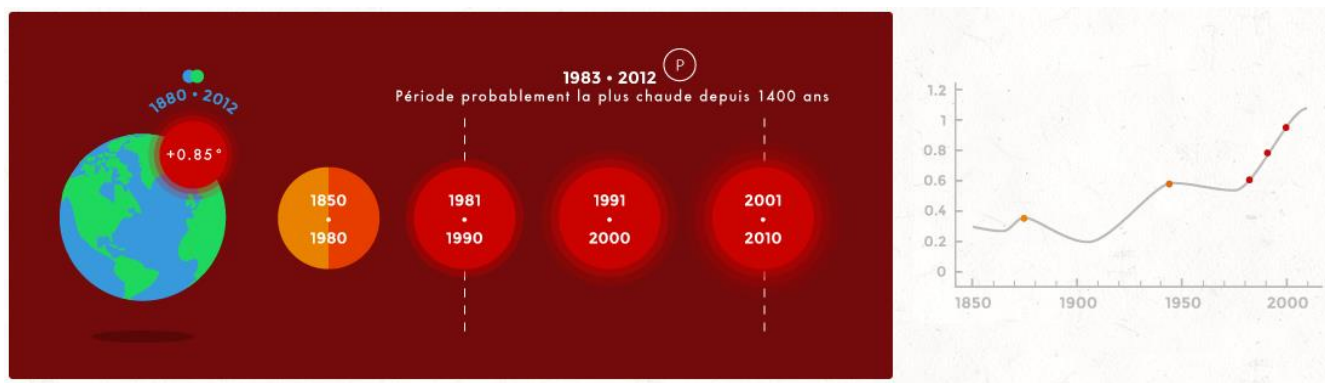


Figure 1-2. Evolution de la température moyenne mondiale entre 1850 et 2012
Source : 5^{ème} rapport du GIEC – Les changements climatiques et leur évolutions futures.

Parallèlement, le monde a besoin de plus en plus d'énergie. Entre 1973 et 2011 la consommation d'électricité a en effet plus que triplé. En particulier, le secteur de l'industrie représente plus de 40% de l'énergie totale mondiale consommée, voir la figure 1-3 [AIE01]. Faire de l'économie de l'énergie est sans doute le moyen le plus rapide, le plus efficace et le plus rentable pour réduire l'émission du gaz carbonique chez les industriels, en dépit d'un certain manque de moyens financiers et techniques.

La maîtrise des productions et des consommations d'énergie est aussi une priorité forte des engagements environnementaux pris par les gouvernements, par des leviers comme la législation contraignant la consommation et incitant à l'économie, le coût de l'énergie et une volonté d'optimisation économique, et la prise de conscience environnementale.

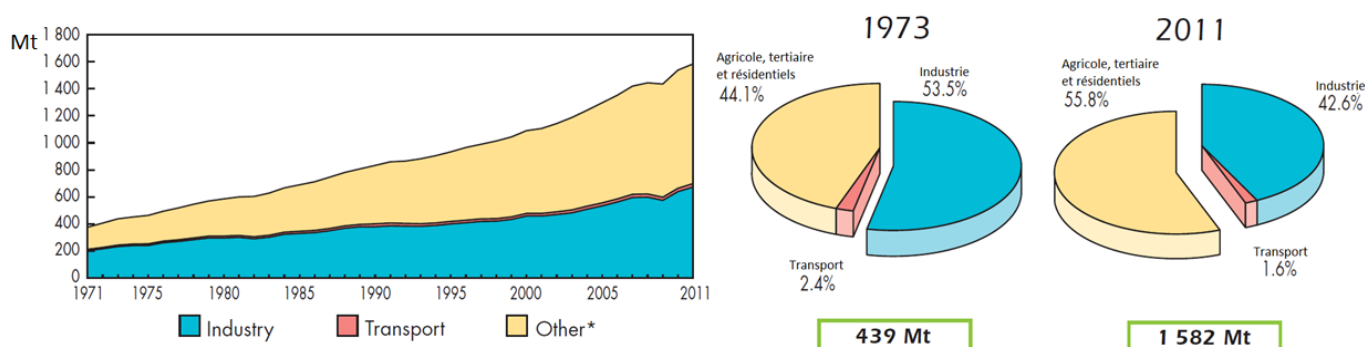


Figure 1-3. Répartition de la consommation d'électricité mondiale entre 1971 et 2011.

Tendre vers une utilisation efficace de l'énergie, c'est faire le lien entre notre consommation d'énergie et nos émissions de CO₂, entre le coût d'investissement d'une installation énergétique et son taux de rentabilité, entre une économie et un niveau de confort. La lutte économique et écologique passera donc par une nécessaire efficacité énergétique et ce, tant au niveau de la production que de l'acheminement et de la consommation d'énergie.

I.A.2. La variation de vitesse, un enjeu de demain

En termes scientifiques, l'efficacité énergétique représente le rapport entre l'énergie consommée sur l'énergie produite. L'objectif de la mesure est d'intégrer des solutions permettant l'optimisation des consommations sans incidence sur le confort des usagers, ni compromis sur les capacités techniques des outils propres à l'activité industrielle. Des études ont montré que, dans la plupart des pays industrialisés, deux tiers de la consommation électrique totale du secteur de l'industrie provient de l'alimentation des moteurs électriques, alors que moins de 10% de ces moteurs sont contrôlés pour adapter leur vitesse de fonctionnement [SE01].

Dans le cadre du protocole de Kyoto et du Grenelle de l'environnement, d'après les scénarios analysés par l'Enerdata [ENE], d'importants gains sont rendus possibles via l'amélioration des moteurs électriques. Les économies sont engendrées soit par la diffusion de moteurs plus performants soit par l'amélioration de leur mode de modulation à vitesse variable, avec des contraintes européennes qui rendent obligatoires les moteurs les plus performants d'ici la fin de la décennie. Passer à un système efficient de moteurs contrôlés dans toute l'Union Européenne pourrait faire une économie d'énergie chiffrée à 202 milliard de kWh en consommation électrique à l'horizon 2025, soit 40% de la consommation française, ce qui correspond à 10 milliard d'euros de dépenses annuelles en électricité pour le secteur de l'industrie (tableau 1-1).

	Economie potentielle d'électricité (Milliard kWh/an)	
	UE	France
Moteurs à haut rendement	27	4
Contrôle de vitesse variable	50	8
Applications (pompage, ventilation, compresseurs)	125	19
Total	202	31

Tableau 1-1. Economie d'électricité permise par un système efficient de moteurs contrôlés [ABB2].

Recommandé par le programme de l'efficacité énergétique, l'organe de contrôle de vitesse des moteurs, dit variateur de vitesse, permet de préserver la longévité et la qualité des machines et des équipements mais aussi d'optimiser les coûts d'exploitation, notamment en réduisant les consommations énergétiques. Depuis l'invention du moteur, les variateurs de vitesse n'ont cessé d'évoluer. Les premiers utilisaient un système mécanique de poulie-courroie. Généralement, les machines ont toutes été dotées de leur propre variateur à friction ou à engrenage avec des rapports différents, à l'instar des boîtes de vitesse manuelles.

Par la suite, la maîtrise du courant continu a permis au variateur électrique de voir le jour. Quant aux variateurs électroniques, ils sont apparus dans les années 1950 avec l'avènement des composants électroniques utilisant des tubes de gaz. Aujourd'hui composés de convertisseurs statiques et d'une électronique de commande pour la régulation et l'asservissement de la machine, les variateurs de vitesse électroniques sont omniprésents dans les secteurs industriels et tertiaires, et ils permettent l'alimentation de moteurs asynchrones ou synchrones, avec des performances meilleures aux variateurs de vitesse à courant continu. Certains constructeurs proposent même des moteurs asynchrones avec des variateurs de vitesse électroniques incorporés dans une boîte à bornes adaptée; cette solution est proposée pour des ensembles de puissance réduite, de quelques kW, mais qui suit la même règle de conception que la précédente.

I.A.3. Variateurs de vitesse électroniques des moteurs asynchrones

L'alimentation des moteurs asynchrones connectés directement sur le réseau de distribution est la solution la plus répandue et convient à une grande variété de machines utilisées dans l'industrie d'aujourd'hui. Cependant, elle s'accompagne parfois de contraintes qui peuvent s'avérer gênantes pour certaines applications, voire même incompatibles avec le fonctionnement souhaité au niveau de la machine :

- appel de courant au démarrage pouvant perturber la marche d'autres appareils connectés sur le même réseau ;
- à-coups mécaniques lors des démarrages, inacceptables pour la machine ou pour le confort et la sécurité des usagers ;
- impossibilité de contrôler l'accélération et la décélération ;
- impossibilité de faire varier la vitesse/le couple.

Le variateur de vitesse électronique supprime ces inconvénients. C'est un convertisseur d'énergie, aussi connu sous le nom de convertisseur de fréquence, dont le rôle consiste à moduler l'énergie électrique fournie au moteur. Il assure une mise en vitesse et une décélération progressives et permet une adaptation précise de la vitesse aux conditions d'exploitation.

L'avancement de la technologie électronique leur a donné plus de souplesse et a étendu leur champ d'application. Le variateur électronique à vitesse variable, ou VSD (Variable Speed Drive), s'est imposé dans l'industrie comme la solution moderne, économique, fiable et sans entretien. Tout l'objet de ce paragraphe est de mieux décrire ce dispositif afin de faciliter la compréhension de leur mode de conception.

a. Principe général du variateur électronique

De manière générale en basse tension ou en moyenne tension, le convertisseur de fréquence fournit, à partir d'un réseau alternatif à fréquence fixe, une tension alternative triphasée d'amplitude et de fréquence variables. L'alimentation du variateur pourra être en monophasé, pour les faibles puissances de l'ordre de kW, ou en triphasé pour des puissances au-delà. La tension de sortie du variateur est toujours triphasée, de fait que les moteurs asynchrones monophasés sont mal adaptés à l'alimentation par convertisseur de fréquence. Les convertisseurs de fréquence alimentent des moteurs à cage standards avec tous les avantages liés à ces moteurs (figure 1-4) : standardisation, faible coût, robustesse, étanchéité, aucun entretien.

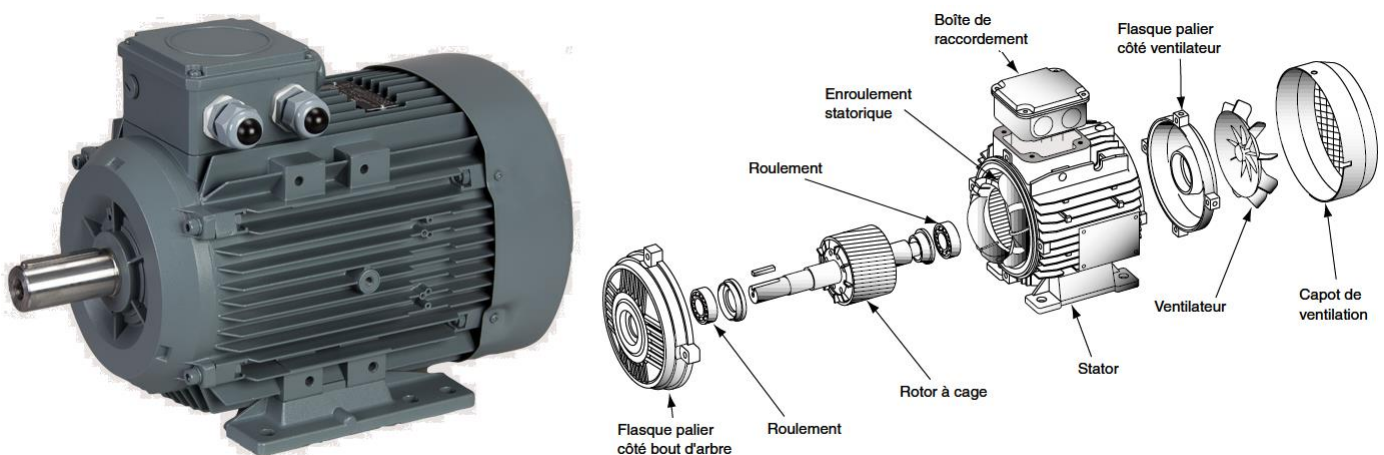


Figure 1-4. Eclaté d'un moteur asynchrone à cage standard en basse tension

Le pilotage du moteur se fait à l'aide de la génération de la tension, obtenue par découpage de la tension redressée au moyen d'impulsions dont la durée est modulée de telle manière que le courant alternatif résultant soit aussi sinusoïdal que possible (figure 1-5). Cette technique connue sous le nom de MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions ou PWM (Pulse-Width Modulation)) conditionne la rotation régulière à basse vitesse et limite les échauffements. La fréquence de modulation retenue est un compromis : elle doit être suffisamment élevée pour réduire l'ondulation de courant et le bruit acoustique dans le moteur sans augmenter notablement les pertes dans l'onduleur et dans les semi-conducteurs. Ainsi un variateur est bien souvent assimilé à un onduleur et la commande du moteur est bien souvent indépendante de la stratégie de commande du convertisseur ([SE02] et [FORN]).

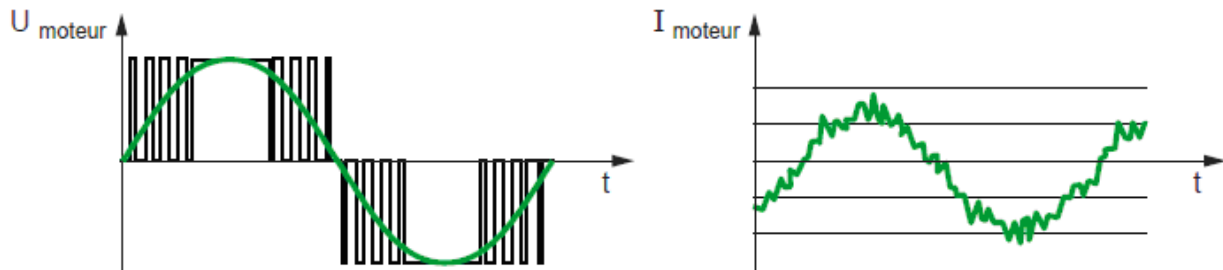


Figure 1-5. Principe de la modulation de largeur d'impulsions

b. Structure générale du variateur

Le variateur électronique, destiné à l'alimentation des moteurs asynchrones, permet de créer un mini-réseau électrique à tension et fréquence variables capable d'alimenter un moteur unique ou plusieurs moteurs en parallèle. Il est composé de deux parties généralement regroupées dans une même enveloppe (voir fig. 1-6) : une partie contrôle qui gère le fonctionnement de l'appareil, et une partie puissance qui alimente le moteur en énergie électrique.

- La partie contrôle : sur les variateurs modernes, toutes les fonctions sont commandées par un microprocesseur qui exploite les ordres transmis par un opérateur ou par une unité de traitement, et les résultats de mesure comme la vitesse, le couple, le courant et la tension, etc. Les capacités croissantes de calcul des microprocesseurs ainsi que des circuits dédiés ont permis de réaliser des algorithmes de commande extrêmement performants et, en particulier, la reconnaissance des paramètres de la machine entraînée. A partir de ces informations, le microprocesseur gère les rampes d'accélération et de décélération, l'asservissement de vitesse, la limitation de courant, et génère la commande des composants de puissance. Les protections et les sécurités sont traitées par des circuits spécialisés ou intégrés dans les modules de puissance. Les réglages et les différents ordres (marche, arrêt, freinage...) peuvent être donnés à partir d'interfaces de dialogue homme/machine, par des automates programmables ou par des PC. Les paramètres de fonctionnement et les informations d'alarme et de défauts peuvent être visualisés par des relais, donnant des informations de défaut (réseau, thermique, produit, séquence, surcharge...) et de surveillance (seuil de vitesse, pré-alarme, fin de démarrage).
- La partie puissance est principalement constituée des convertisseurs statiques (un redresseur et un onduleur) qui, à partir de la tension du réseau moyenne tension, produisent une tension d'amplitude et de fréquence variables (figure 1-7). Pour respecter la directive CE – Communauté Européenne - et les normes associées, un filtre « réseau » est aussi placé en amont du pont redresseur. Le redresseur est en général équipé d'un pont de diodes et d'un circuit de filtrage constitué d'un ou plusieurs condensateurs en fonction de la puissance. L'onduleur, connecté à ces condensateurs, utilise conventionnellement six semi-conducteurs de puissance (en général des transistors IGBTs) et des diodes de roue libre associées. Mais il existe bien d'autres topologies possibles pour ces convertisseurs que l'on va traiter plus loin.

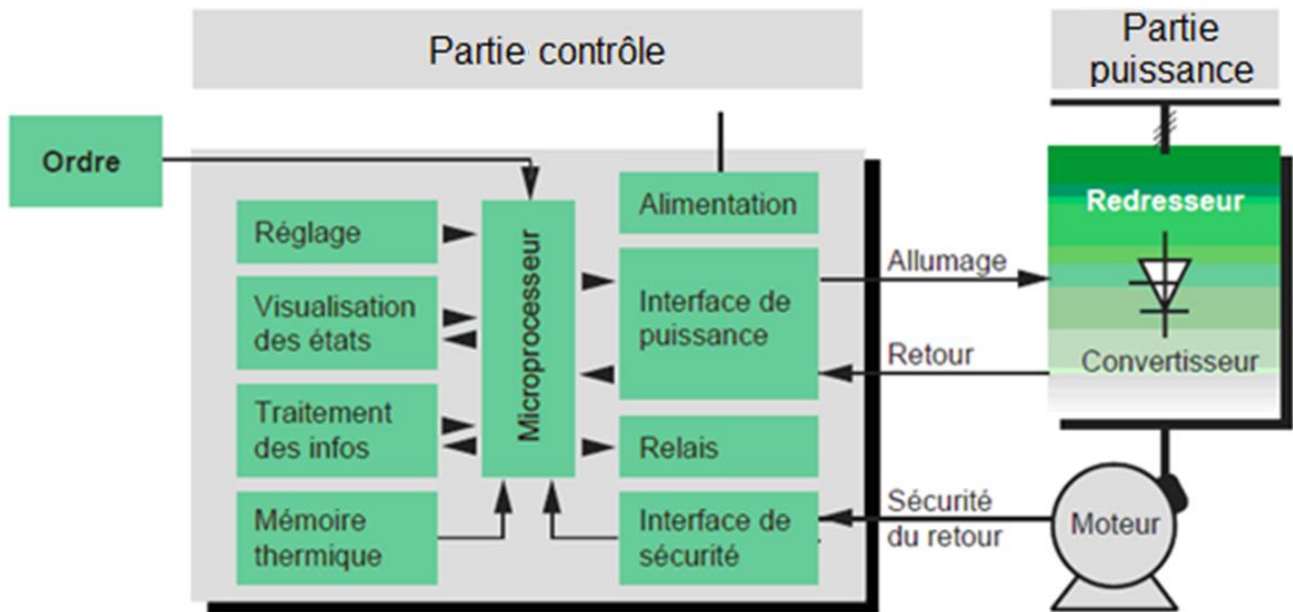


Figure 1-6. Structure générale d'un variateur électronique

Il faut aussi y ajouter les circuits de commande rapprochée des semi-conducteurs, un hacheur connecté à une résistance de freinage (en général extérieure au produit), des capteurs internes pour mesurer le courant moteur, la tension continue présente aux bornes des condensateurs, et dans certains cas, les tensions présentes aux bornes du pont redresseur et du moteur, ainsi que toutes les grandeurs nécessaires au contrôle et à la protection de l'ensemble moto-variateur, et un système de refroidissement à eau ou fréquemment d'un ensemble de ventilation.

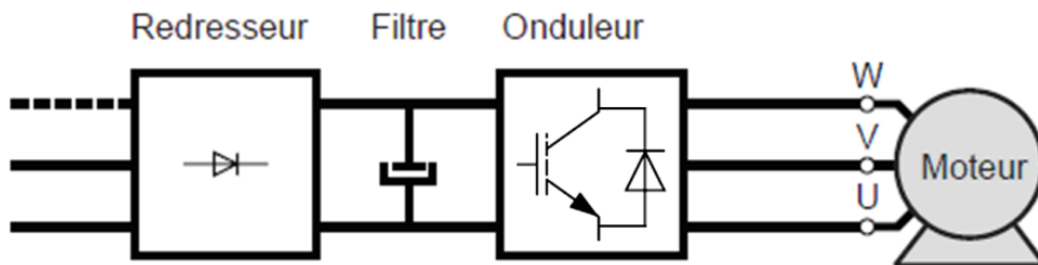


Figure 1-7. Schéma de principe d'un convertisseur de fréquence pour machine asynchrone

I.B. Une application à multiple technologies

Dans ce paragraphe nous partons de la considération de la tension d'alimentation spécifique de l'industrie, la moyenne tension (MT), afin de définir les paramètres de fonctionnement standards d'un variateur de vitesse et de les utiliser pour établir un cahier des charges. Différentes technologies employées par cet objet seront présentées dans le but de dresser une panoplie de choix dont nous disposerons pour la fabrication d'un prototype et de défis scientifiques que nous tenterons de relever.

I.B.1. Moyenne tension et industrie

Les moteurs électriques du secteur de l'industrie sont, pour la plupart, alimentés directement par le réseau de distribution électrique. C'est un réseau qui achemine l'énergie électrique d'un réseau de transmission généralement en haute tension B (soit supérieur à 50kV en courant alternatif, AC, ou à 75kV en courant continu, DC), ou d'un autre réseau de distribution en haute tension A ou moyenne tension (MT, entre 1 et 50 kV en AC) aux transformateurs desservant les consommateurs industriels ou tertiaires, voire résidentiels en basse tension (BT, inférieur à 1 kV), comme illustré sur la figure 1-8. Or, dans l'industrie, des machines électriques sont dimensionnées pour accepter une tension comprise entre 4 et 13 kV et une puissance supérieure à 200kW. Nous proposons plus tard d'étudier un système de variation de vitesse avec de telles gammes de paramètres.

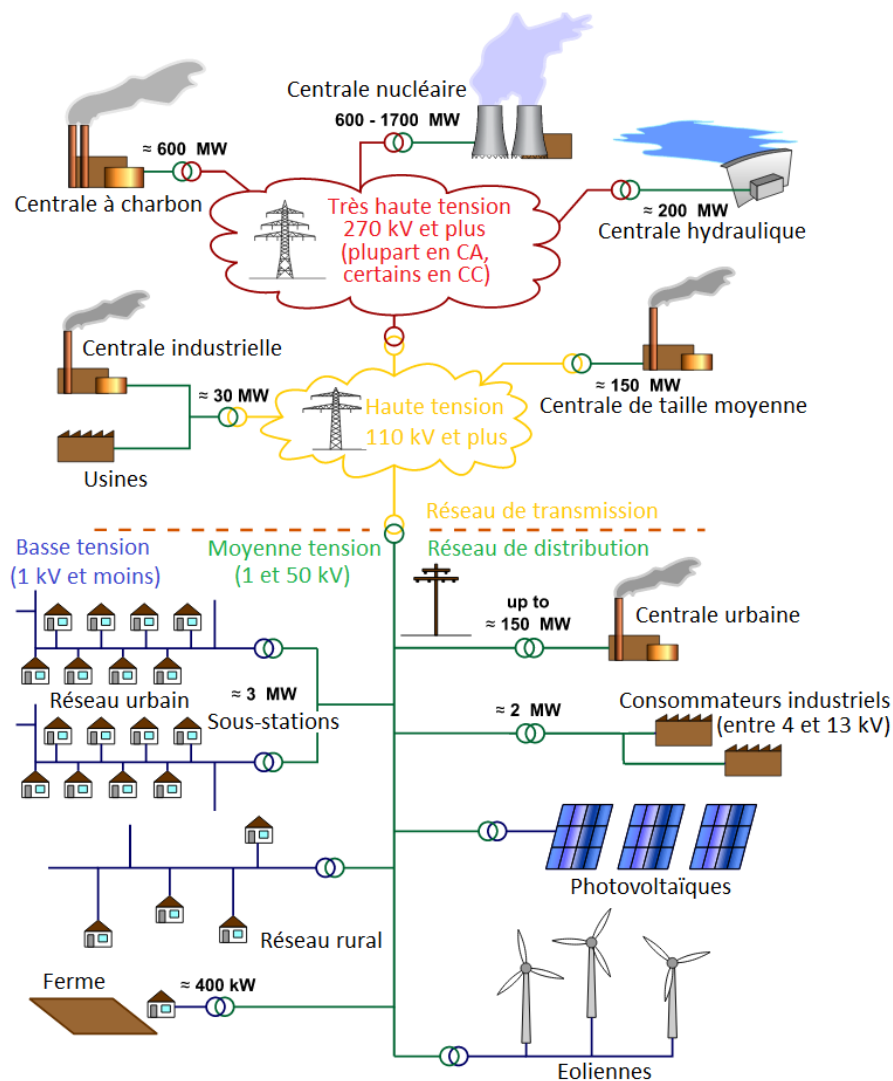
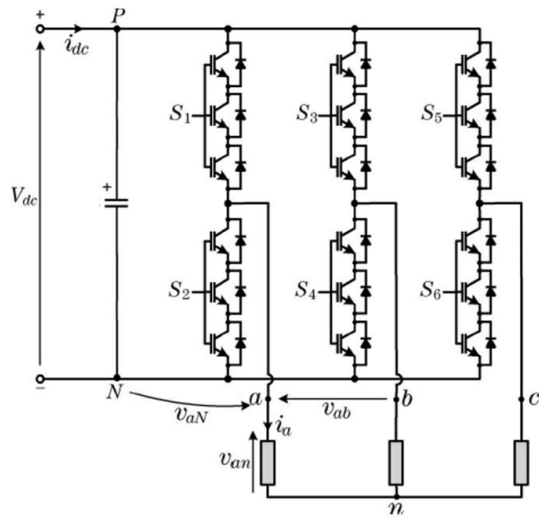
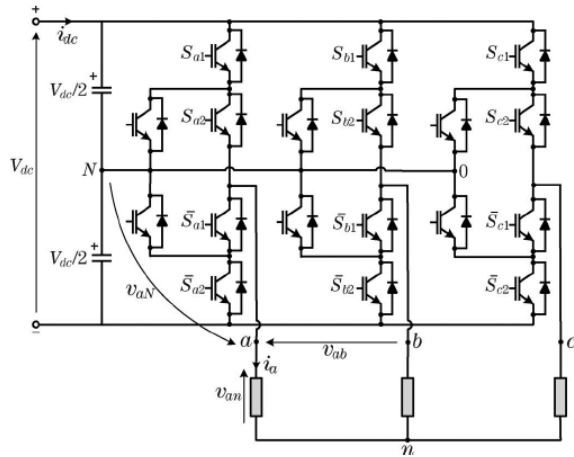


Figure 1-8. Schéma de principe du réseau électrique.

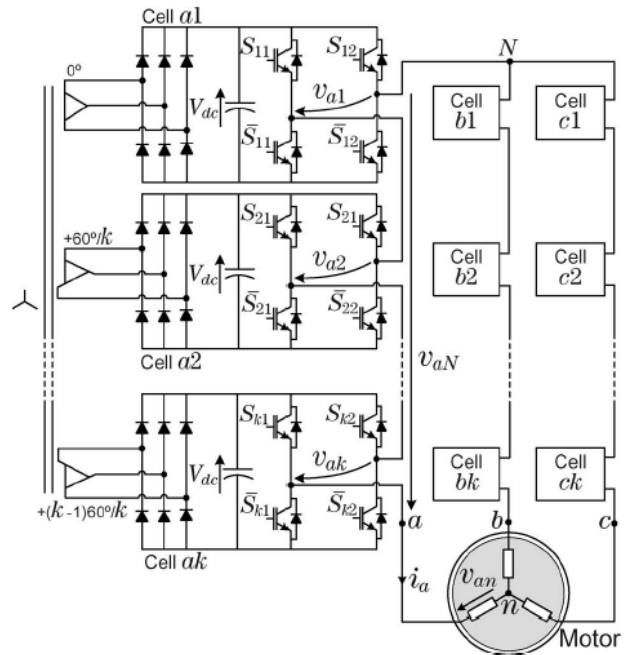
Pour concevoir des variateurs de vitesse moyenne tension, comme nous l'avons vu au paragraphe précédent, il faut des semi-conducteurs de puissance pour réaliser les fonctions redresseur et onduleur. Comme il n'existe pas de composants électroniques avec une tenue en tension suffisante pour les niveaux de tension considérés, différentes topologies existent actuellement afin d'atteindre le niveau de tension requis. Il y a tout d'abord la topologie à 2 niveaux avec la mise série directe des composants dits haute tension (supérieure à 3,3 kV) de la figure 1-9.a ; ensuite on a la mise en série des convertisseurs à 2 niveaux avec des composants BT (inférieure à 1,7 kV) associés à un transformateur de puissance multi-secondaire volumineux, complexe et onéreux qui fait l'office d'interface entre MT et BT (figure 1-9.b); enfin nous disposons des topologies multiniveaux qui autorisent l'association de composants BT et permettent l'amélioration des performances dynamiques du convertisseur (voir l'exemple sur la figure 1-9.c).



a. Convertisseur 2-niveaux (association directe de semi-conducteurs)



c. Topologies multiniveaux (ici, un 3-niveaux avec une structure ANPC)



d. Mise en série de convertisseurs

Figure 1-9. Différentes topologies de variateurs de vitesse en moyenne tension

Dans le cadre de la présente thèse, nous nous intéresserons plus particulièrement aux topologies multiniveaux, qui offrent plus de possibilités d'amélioration de performance et de limitation des coûts par rapport aux deux autres types de topologie. Mais avant d'aller plus loin dans la compréhension du principe des convertisseurs multiniveaux, il est primordial de nous intéresser aux briques élémentaires de l'électronique de puissance : les semi-conducteurs de puissance.

I.B.2. Composants semi-conducteurs de puissance

L'évolution des convertisseurs statiques d'énergie est intimement liée au développement des semi-conducteurs. Nous dressons une brève description de l'évolution des composants électroniques de puissance (figure 1-10), afin de nous focaliser sur les composants les plus utilisés aujourd'hui dans le domaine de conversion d'énergie en MT (Moyenne Tension) et en forte puissance, à savoir Diodes PiN de puissance, GTO, IGCT et IGBT (figure 1-11).

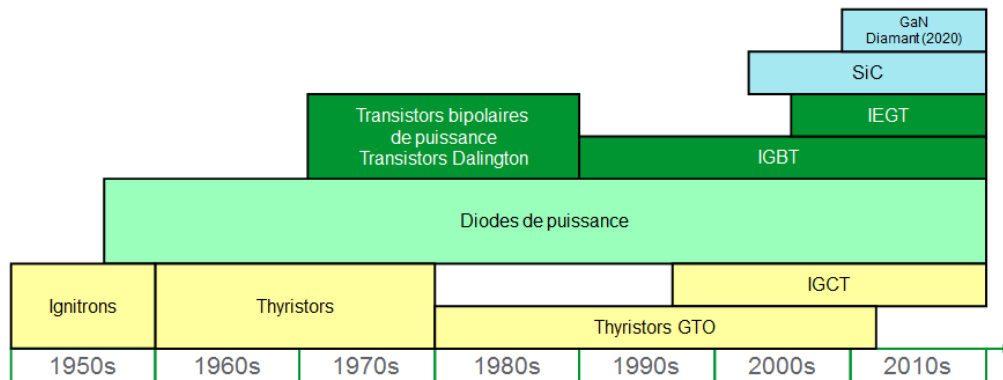


Figure 1-10. Histogramme de l'évolution des composants de puissance

La diode de puissance (figure 1-11.a) est une diode qui doit supporter en conduction de fortes densités de courant (60 à 100 A/cm^2), tout en ayant une faible chute de tension, son comportement étant le même qu'en basse tension. Dans le même temps, les tensions inverses admises dans l'état de polarisation inverse peuvent être élevées. Pour assurer les deux conditions, un fort dopage dans la couche de conduction est nécessaire, ce qui constitue une structure de base (P-I-N) pour les diodes de puissance.

Le GTO (figure 1-11.b) est un semi-conducteur commandable à l'amorçage et au blocage, qui est constitué de quatre couches alternées (P-N-P-N). Il est mis en conduction par l'envoi d'un courant sur une électrode de commande appelée gâchette ou gate. Cette fermeture (ou allumage) n'est possible que si l'anode est à une tension plus positive que la cathode. Le GTO se bloque par la gâchette moyennant une commande adaptée.

L'IGCT (figure 1-11.c) est une variante de la famille des GTO et le remplace par la suite. La structure en IGCT est très similaire à celle du GTO, mais il présente une grande intégration avec son allumeur. Cette association du composant de puissance et de sa commande est utilisée pour améliorer les vitesses de commutation. De plus, elle présente de plus faibles pertes en conduction que le GTO et de faible variation de tension (dV/dt), si bien que pour la plupart des applications elle ne nécessite pas de limiteur de tension. Les IGCTs peuvent fonctionner à une plus grande fréquence de commutation que le GTO, la fréquence de fonctionnement nominale se situe en dessous de 500Hz .

L'IGBT (figure 1-11.d) a été brevetée aux États-Unis le 14 décembre 1982 sous le nom de *Power MOSFET with an Anode Region* [BRE1]. C'est une technologie relativement récente, qui succède aux thyristors, aux transistors bipolaires et au GTO. Les premières tentatives concernant ce composant sont sa réalisation par association de composants discrets, avec un transistor à effet de champ de faible puissance commandant un transistor bipolaire de puissance (montage association Bip-Mos [BRE2]). Le but est de simplifier les circuits de commande inhérents aux transistors de puissance en commutation fort complexes dans les années 1970-1980. La première génération de transistors IGBT présentait d'importants problèmes de mise en conduction intempestive (ou *latching*), qui ont été corrigés dans la 2^e génération apparue au début des années 1990. La fin du XX^e siècle a connu la troisième génération de transistors IGBT et l'IEGT (Toshiba), tous deux reposant sur une structure trench permettant d'augmenter les performances pour des courants et des tensions importantes. Les caractéristiques de

l'IGBT font que dans les années 2000, il s'est largement imposé dans tous les domaines de l'électronique de puissance face aux autres types de composants pour les gammes de tension de 600V à 6500V, soit pour les tensions équivalentes au GTO et pour les tensions supérieures au MOSFET et aux transistors bipolaires. Depuis 2010 avec l'arrivée de la 4^e génération d'IGBT (structures trench et field stop [INF1]), les performances dynamiques et l'efficacité de ces composants sont encore améliorées.



a. Diode de puissance en PressPack 4,5kV et 800A (gauche) - en module 1,7kV et 1,2kA (droite)



b. GTO en PressPack 4,5kV et 800A (gauche) - 1600A (droite)



c. IGCT 6,5kV et 1,5kA
(IGCT = GTO amélioré + gate driver intégré)



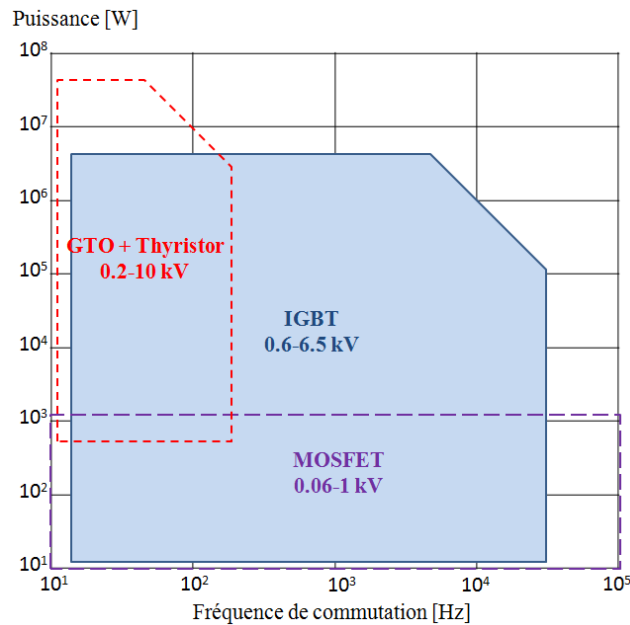
d. IGBT en module 1,2kA et 1,7kV (gauche) - 3,3kV (droite)

Figure 1-11. Exemples de composants de puissance adaptés à la MT

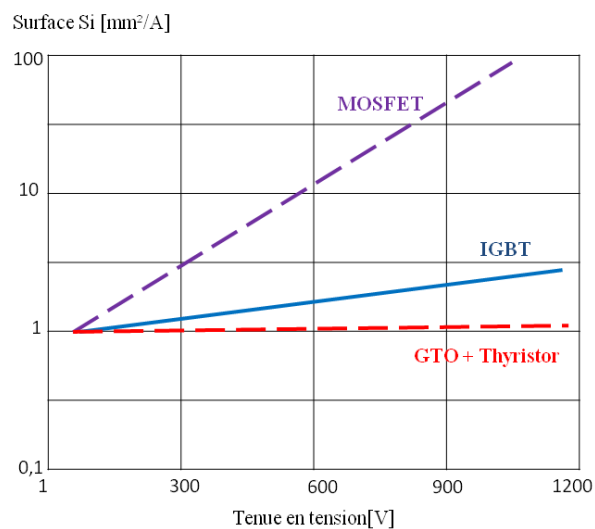
Les performances dynamiques des composants semi-conducteurs, appelés « actifs » par rapport aux composants passifs (condensateurs, inductances et résistances), sont intimement liées à leurs caractéristiques électriques et thermiques ainsi qu'à la technologie de packaging employée (mise en ensemble avec boîtier et connectiques). La figure 1-12 montre la répartition des différents types de composants actifs utilisés selon les contraintes considérées [INF2].

Par conséquent, à l'égard des applications industrielles en moyenne tension (tension comprise entre 2,3 et 13 kV), l'IGBT s'impose comme le meilleur compromis à cause de sa rapidité et de sa gamme tension-puissance adaptée (figure 1-12.a). En même temps, les composants IGCT/Thyristors restent plus économes en termes de rapport entre surface de silicium nécessaire et de valeur de courant admissible maximale (figure 1-16.b), et demeurent un concurrent important pour des applications dans le domaine de la très forte puissance, vis-à-vis de la technologie IGBT, notamment lorsque la tension

de blocage appliquée aux bornes du composant dépasse 3,3 kV. Nous remarquons que sur le marché de l'IGBT, le calibre en tension est classé selon 0,6 – 1,2 – 1,7 – 3,3 – 4,5 – 6,5 kV.



a. Domaine d'application



b. Ratio surface silicium et calibre en courant en fonction de la tenue en tension

Figure 1-12. Comparatif général des composants actifs

A partir du constat précédent, nous comprenons mieux maintenant que nous sommes contraints d'associer des composants en série et que la topologie multiniveaux permette cela. Avec un grand nombre de niveaux, des composants dits basse tension (en-dessous de 1,7 kV) peuvent être utilisés, ils ont comme vertu d'être plus économe en silicium et plus rapide en commutation. L'IGBT s'impose alors comme l'élément clé pour le design des nouveaux systèmes de conversion multiniveaux de très haute performance. Cependant, comme les pertes en commutation augmentent également avec la fréquence de commutation, il faut proposer des solutions techniques, à la fois sur le système de refroidissement du composant actif, sur la conception des topologies du convertisseur et sur la méthode de contrôle de ce dernier. Dans la partie qui suit, nous allons donc étudier les possibilités d'amélioration en fonction de la topologie choisie avec ce type de composant.

I.B.3. Etat de l'art des topologies multiniveaux

En électronique de puissance, la technique de conversion d'énergie multiniveaux représente un domaine de recherche important, lié à une demande d'applications toujours plus performantes et plus puissantes. Si, depuis plus de cinq décennies les convertisseurs dits «à trois niveaux» sont devenus des produits classiques, d'autres topologies plus complexes sont apparues au cours des quinze dernières années, aussi bien au niveau académique qu'au niveau industriel. Ainsi, avant de commencer l'exploration de nouvelles topologies de convertisseur, il est nécessaire de retracer l'évolution des différents concepts concernant les topologies multiniveaux.

La première structure décrite est une mise en série de ponts en H (en anglais, CHB pour Cascaded H-Bridges) à l'aide d'un transformateur avec le concept de pas de tension ou niveau de tension. Presque dans les mêmes années, les premières réflexions sur les convertisseurs multicellulaires série ont eu lieu. Et puis, vers la fin des années 70 est apparu le convertisseur connecté au point neutre présentant des potentiels distribués (NPC pour Neutral Point Clamped). Cette structure est considérée comme le premier véritable convertisseur multiniveaux (à 3 niveaux) pour des applications en moyenne tension. Depuis, de nombreuses études ont été proposées pour étudier ses propriétés et les évolutions possibles de cette structure. Grâce au succès du convertisseur NPC, à partir de la fin des années 80 jusqu'au début des années 90, les convertisseurs CHB et FC (pour Flying Capacitor) sont, à leur tour, successivement industrialisés et considérés, avec le NPC, comme les structures de base de la conversion multiniveaux. C'est à partir de la fin des années 90 qu'est née une effusion de nouvelles topologies, qui font suite à la réflexion sur les topologies de base. Deux motivations principales sont à l'origine de ces recherches, à savoir d'une part l'augmentation de puissance par le biais de la génération de tensions de plus en plus élevées, au-delà de celles compatibles avec les tensions de blocage des dispositifs à semi-conducteurs de puissance. D'autre part, on cherche à obtenir des grandeurs de sortie ayant une meilleure résolution, c'est-à-dire qui présentent un contenu harmonique réduit et qui se rapprochent le plus possible d'une sinusoïde. Beaucoup de propriétés de ces nouvelles structures sont en fait communes avec les topologies de base (NPC, CHB et FC).

Depuis longtemps, les topologies NPC à 3 niveaux et CHB multiniveaux (de 7 à 17 niveaux) sont les structures de prédilection pour les industriels dans le domaine de la variation de vitesse avec des différences évidentes. D'un côté la topologie NPC emploie des composants de moyen et fort calibre en tension, tandis que la structure CHB utilise exclusivement des IGBT de faible calibre. La structure NPC est plus simple, ce qui conduit à un plus faible encombrement. Elle est plus adaptée à la conversion réversible de puissance, alors que la topologie CHB nécessite des circuits auxiliaires pour cela. D'autre part, cette dernière permet d'atteindre des niveaux de tension et de puissance élevés, et nécessite la mise en œuvre d'un transformateur multi-secondaire, bien souvent intégré dans un système de redresseur à 36 pulses, pour isoler chaque source d'alimentation du pont en H. Cette solution est plus chère mais procure une bien meilleure qualité de signaux en entrée. Comme la structure CHB demande un plus faible nombre de composants actifs quand on augmente le nombre de niveaux, pour atteindre la même qualité de signaux, on peut alors diminuer la fréquence de commutation moyenne de chaque composant et, ainsi, diminuer les pertes. Cela favorise en conséquence la mise en œuvre d'un système de refroidissement moins onéreux et moins encombrant. A travers cette rapide comparaison, nous voyons déjà apparaître deux philosophies dans le domaine de la conversion multiniveaux dont l'une consiste à travailler avec un faible nombre de niveaux (3 ou 5) pour sa simplicité et son faible coût, et l'autre est de proposer des configurations avec un grand nombre de niveaux (entre 7 et jusqu'à 17 sur le marché actuel) pour sa qualité de signaux, son rendement élevé et ses larges gammes de tension et de puissance.

La connexion directe du système de variation de vitesse au réseau moyenne tension ne peut pas être réalisée à l'aide d'un simple semi-conducteur de puissance. Le concept d'utiliser des niveaux multiples de tension plus faible pour réaliser des conversions d'énergies est alors breveté par les chercheurs du M.I.T vers le début des années 70. Les avantages de cette approche multiniveaux demeurent dans la meilleure qualité des signaux, la réduction des perturbations CEM, les faibles pertes de commutation et la possibilité de fonctionner en haute tension. Mais les inconvénients majeurs de

cette technique restent le nombre de semi-conducteurs nécessaires important, et le fait que les pas de tension doivent être alimentés soit par une série de condensateurs, soit par des sources isolées. Par ailleurs, avec le nombre croissant de niveaux, l'équilibrage des tensions d'alimentation peut aussi être problématique.

La commutation des composants actifs permet d'additionner les pas de tension capacitive ou de sources isolées, tout en assurant que ce niveau de tension soit inférieur au calibre du composant. On obtient donc en sortie des signaux sous forme d'escalier. L'organisation de ces composants dans le convertisseur peut avoir un impact significatif, tant sur le comportement électrique du convertisseur que sur les performances obtenues vis-à-vis des contraintes évoquées plus haut. La figure 1-13 schématise le fonctionnement d'un bras de convertisseur, où l'action des semi-conducteurs est représentée par un interrupteur idéal avec différentes positions. Ainsi un convertisseur 2 niveaux peut générer deux valeurs (niveaux) de tension tout en respectant la polarité des capacités, de même pour les configurations avec un nombre de niveaux supérieurs. Basé sur ce principe simple, nous allons voir qu'il existe une multitude de possibilités dans la conception des topologies multiniveaux.

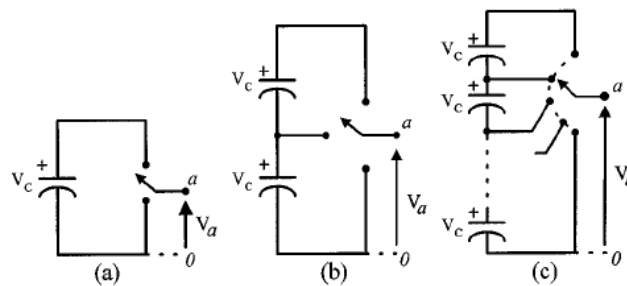


Figure 1-13. Schéma de principe d'un convertisseur avec
a. 2 niveaux, b. 3 niveaux, c. niveaux multiples

a. NPC (Neutral Point Clamped) converter

- NPC 3 niveaux

La structure NPC (Neutral Point Clamped) connue aussi sous le nom de Diode-clamped converter, a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981 [AKA1]. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge par rapport au convertisseur existant à 2 niveaux, en augmentant le nombre de paliers de tension générés sur la sortie en limitant les contraintes de tension appliquées sur le semi-conducteur. Dans sa version la plus simple à 3 niveaux (voir la figure 1-14), ce convertisseur utilise la mise en série de deux interrupteurs. La répartition de la tension aux bornes des interrupteurs à l'état bloqué est réalisée avec des diodes connectées au point milieu (point neutre n), d'où le nom de cette structure. V_{dc} étant la tension du bus continu DC, les diodes de clamp Dc permettent de limiter les tensions sur les interrupteurs et d'amener le potentiel à $V_{dc}/2$ à la sortie de l'interrupteur (point a). Dans le cas d'une utilisation de cette structure en onduleur, les niveaux de tension en sortie réalisables sont au nombre de 3 : 0, $V_{dc}/2$ et V_{dc} (figure 1-15.c).

Les possibilités pour réaliser les différents niveaux, selon l'état de l'interrupteur, sont résumées sur la figure 1-15.a. La commande de cet onduleur est réalisée simplement à l'aide d'une modulation de type MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) intersective, où le système est composé de deux porteuses superposées et décalées de 1, signaux triangulaires à haute fréquence. Chacune de ces porteuses est liée à un des deux groupes d'interrupteurs (T_1, T_1') et (T_2, T_2') commandés de manière complémentaire (figure 1-15.b), ils forment ce que l'on appelle les cellules de commutation. Les porteuses positive et négative permettent de définir respectivement les états des interrupteurs T_2 et T_2' et ceux de T_1 et T_1' .

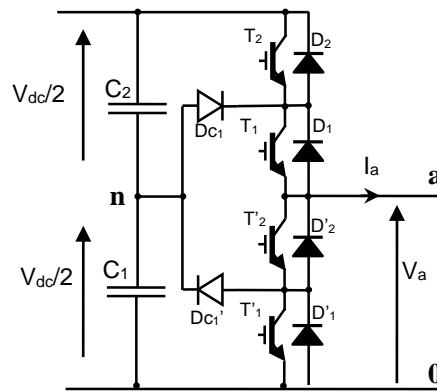
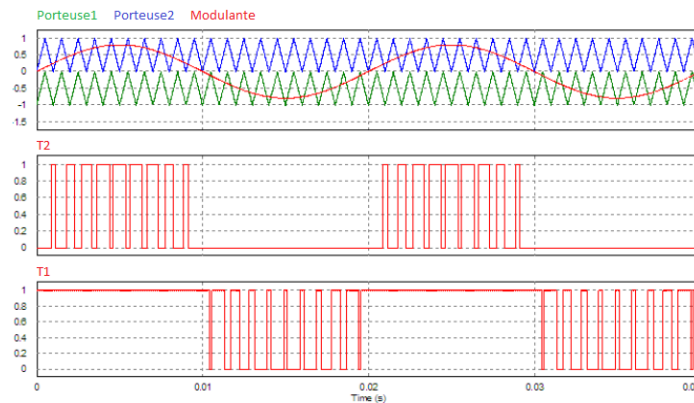


Figure 1-14. Topologie de NPC à 3 niveaux.

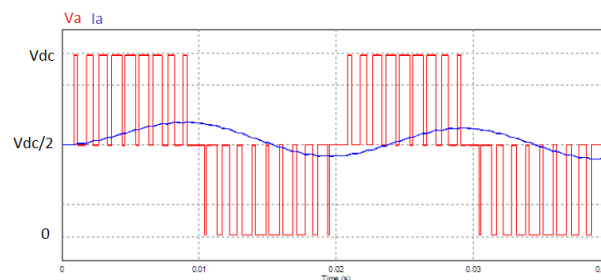
A l'aide de l'exemple du convertisseur NPC 3 niveaux, on constate qu'il existe une correspondance entre l'état de conduction des interrupteurs et la circulation du courant I_a en sortie (figure 1-15.c). En effet, les transistors à l'état ON conduisent le courant positif et inversement le courant négatif circule dans les diodes de roue libre complémentaires (D_1' et D_2'). En somme, une forme générique de fonctionnement peut être tirée.

T_2	T_1	T_2'	T_1'	Tension AC V_a	Tension capacitive V_C	Le courant positif I_a passe par
1	1	0	0	V_{dc}	$V_{C1}+V_{C2}$	T_1 et T_2
0	1	1	0	$V_{dc}/2$	V_{C2}	D_{C1} et T_1
0	0	1	1	0	0	D_1' et D_2'
1	0	0	1	indéfinie	-	-

a. Tableau d'états des interrupteurs dans un NPC 3 niveaux



b. Signaux de commande des interrupteurs T1 et T2



c. Tension et courant de sortie d'un onduleur NPC 3 niveaux

Figure 1-15. Réalisation des différents niveaux de tension dans un onduleur NPC 3 niveaux

Avec une structure NPC, les pertes ne sont pas bien réparties dans les différents composants semi-conducteurs, ce qui peut provoquer un surdimensionnement du système ou entraîner des difficultés pour le refroidissement. Cette topologie permet la conversion à 3 niveaux en utilisant la même tension d'entrée pour les différentes phases. Ainsi une configuration back-to-back en NPC est très pratique pour les applications d'entraînement à vitesse variable et d'interconnexion dans les réseaux MT (figure 1-16).

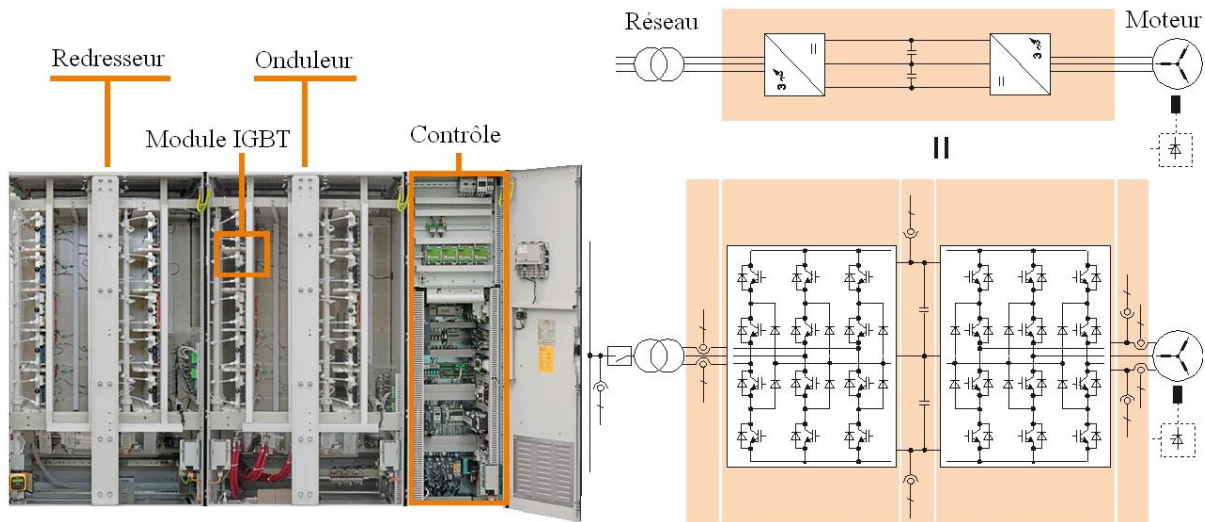
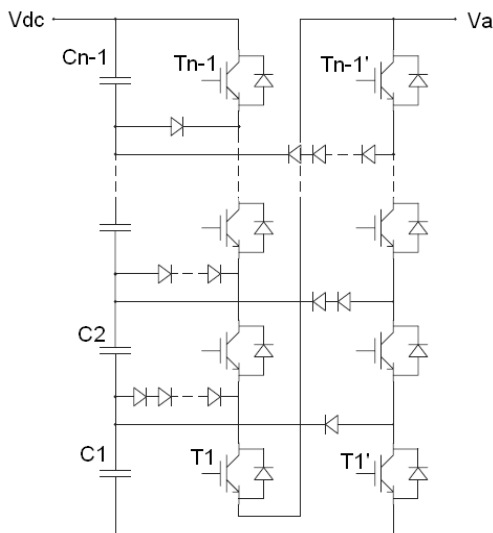


Figure 1-16. Exemple de variateur MT basé sur la structure NPC 3 niveaux :
SIEMENS - SINAMICS SM150

La structure de l'onduleur NPC a par la suite été étendue pour augmenter la tension et le nombre de niveaux n . La figure 1-17 montre un schéma possible d'un bras d'onduleur NPC constitué de $n-1$ étages, soit à n niveaux. Les condensateurs C_1 à C_{n-1} permettent de diviser équitablement, dans le cas idéal, la tension d'entrée V_{dc} . La même logique que celle utilisée pour 3 niveaux peut être généralisée ici afin de d'obtenir le tableau d'états à n niveaux, avec uniquement les interrupteurs du bras supérieur du convertisseur (figure 1-17.b).



a. Topologie générique d'un bras d'onduleur NPC à n niveaux [PENG]

T_{n-1}	T_{n-2}	...	T_2	T_1	V_a	V_C
1	1	...	1	1	V_{dc}	$V_{C1} + V_{C2} + \dots + V_{Cn-1}$
0	1	...	1	1	$(n-2) * V_{dc}/n-1$	$V_{C1} + V_{C2} + \dots + V_{Cn-2}$
...
0	0	...	1	1	$2 * V_{dc}/n-1$	$V_{C1} + V_{C2}$
0	0	...	0	1	$V_{dc}/n-1$	V_{C1}
0	0	...	0	0	0	0

b. Tableau d'états dans un NPC n niveaux, soit à $n-1$ étages, avec un pas de tension $V_{dc}/(n-1)$

Figure 1-17. Schéma générique d'un NPC à n niveaux

La topologie NPC possède cependant un inconvénient majeur, à savoir l'équilibrage des tensions des condensateurs. L'utilisation d'un onduleur NPC avec un nombre de niveaux supérieur ou égal à 4 (figure 1-17.a) entraîne une divergence des tensions aux bornes des condensateurs. Pour résoudre ces problèmes, il existe plusieurs solutions telles que l'utilisation d'un contrôle actif ou l'implantation d'un circuit auxiliaire dédié à l'équilibrage de ces tensions de condensateurs. Mais ces solutions deviennent de plus en plus complexes et rajoutent des coûts supplémentaires au convertisseur.

Enfin, au niveau des composants, la structure ne garantit pas que la tension bloquée se répartisse équitablement aux bornes des interrupteurs bloqués en régime permanent. Dans le cas de n niveaux, il faut donc placer des résistances de manière à assurer l'équilibre statique des interrupteurs bloqués. D'autre part, l'onduleur NPC 3 niveaux n'a qu'un niveau intermédiaire de sorte que la tension de blocage est la même pour toutes ses diodes. Pour un plus grand nombre de niveaux, il faut prévoir une mise en série de diodes et de dispositifs d'équilibrage des tensions à l'état bloqué. F.Z. Peng [PENG] propose de régler ce problème par des liaisons supplémentaires entre les diodes, afin d'éviter l'ajout de dispositifs d'équilibrage supplémentaire des tensions pour les condensateurs.

Le nombre de diodes croît avec le carré du nombre d'étages et les condensateurs ne sont pas chargés de la manière générale. Comme il n'y a pas de niveaux redondants, les déséquilibres des tensions intermédiaires ne peuvent être compensés que par une action sur le mode commun, ou par une distorsion des modes différentiels. Ce type de compensation est d'autant plus délicat à pratiquer que le nombre de tensions à régler est grand. Cette structure ne paraît définitivement pas très adaptée pour une utilisation avec un grand nombre de niveaux.

- Variante : ANPC (Active-NPC)

La figure 1-18 présente une variante de la structure NPC : le convertisseur ANPC (Active-NPC). Dans cette structure, les diodes de clamp sont remplacées par des IGBTs et diodes en anti-parallèle. Ajouter des interrupteurs trois segments, composés d'IGBT en parallèle avec une diode, permet à cette structure d'avoir plusieurs modes de commande en fonction de la fréquence maximale de commande de l'interrupteur. L'avantage de cette structure par rapport au NPC est ainsi la possibilité de choisir le type de modulation pour équilibrer les pertes dans les semi-conducteurs. Quelle que soit la loi de commande, les pertes totales restent inchangées, mais leur répartition est différente et l'équilibrage est plus facile à réaliser.

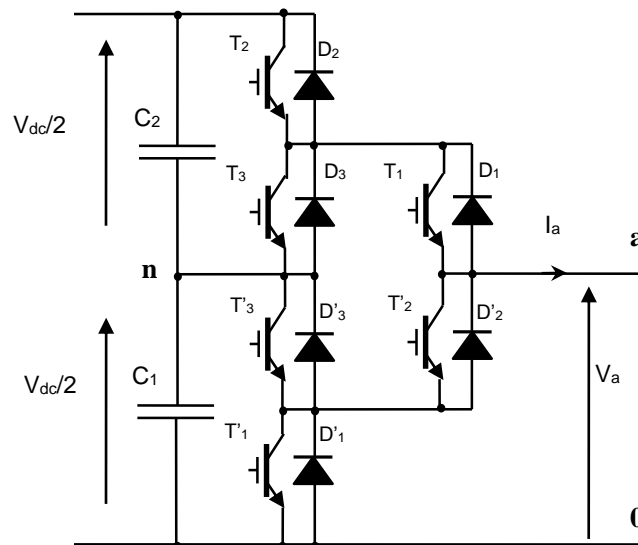


Figure 1-18. Topologie ANPC 3 niveaux.

b. FC (Flying Capacitor) convertier

Cette structure (figure 1-19.a) est apparue au début des années 90. Le principe du convertisseur multicellulaire FC est la mise en série de cellules de commutation. Les cellules sont connectées entre elles par une source de tension. Ceci permet d'avoir une tension multiniveaux, ainsi que d'autres propriétés intéressantes qui sont rapidement rappelées ci-dessous. Ces sources de tension sont réalisées par des condensateurs flottants.

La figure 1-20 illustre le schéma de principe d'une branche d'onduleur FC n niveaux à p cellules imbriquées ($p=n-1$). Chaque paire d'interrupteurs situés sur la même verticale forme une cellule de commutation dont les interrupteurs sont commandés de manière complémentaire. Toutes les combinaisons de signaux de commande respectant cette complémentarité sont autorisées. Cet onduleur a donc 2^p états possibles pour la commande avec en sortie n niveaux distincts, ainsi il peut en créer $2^p - n$ états de commutation redondants pour les niveaux intermédiaires. Pour faire simple, on peut dire que pour obtenir le niveau de tension égal à kV_{dc}/p , il y aura donc C_k^p états redondants possibles.

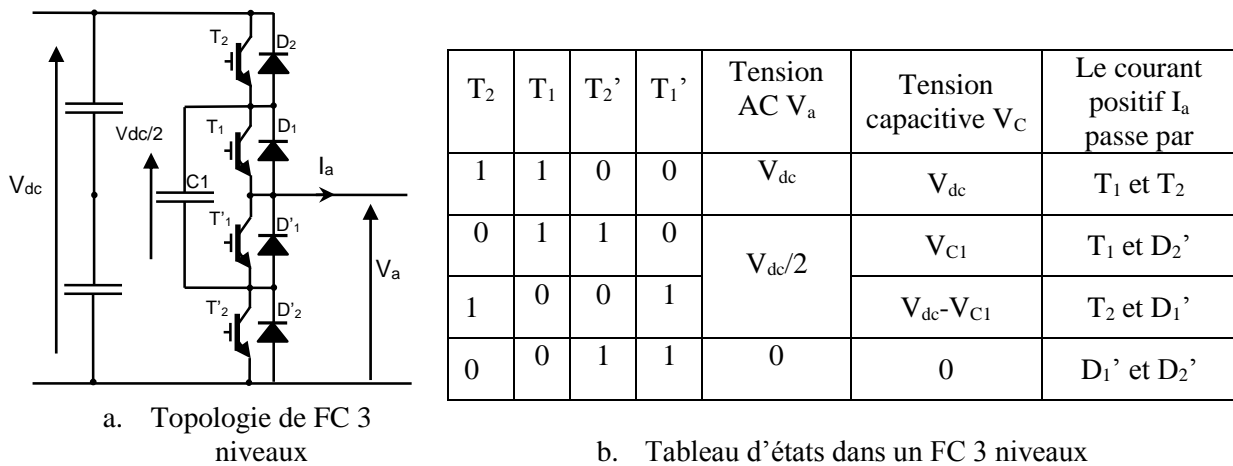


Figure 1-19. Topologie et tableau d'états de la structure FC 3 niveaux

Dans son fonctionnement habituel, lorsque les tensions aux bornes des condensateurs sont équilibrées, la tension aux bornes du condensateur C_k vaut kV_{dc}/p . Cela implique que chaque interrupteur doit bloquer une fraction de la tension égale au pas de l'onduleur $V_{dc}/(n-1) = V_{dc}/p$. La tension supportée par les condensateurs croît avec l'indice de la cellule. Par ailleurs, les porteuses entre les différentes cellules sont déphasées entre elles d'un angle de $(k-1)*2\pi/p$, car ce déphasage est important pour la stabilité des tensions aux bornes des condensateurs. La dimension de la maille de commutation et la valeur de l'inductance parasite associée augmentent les surtensions de commutations.

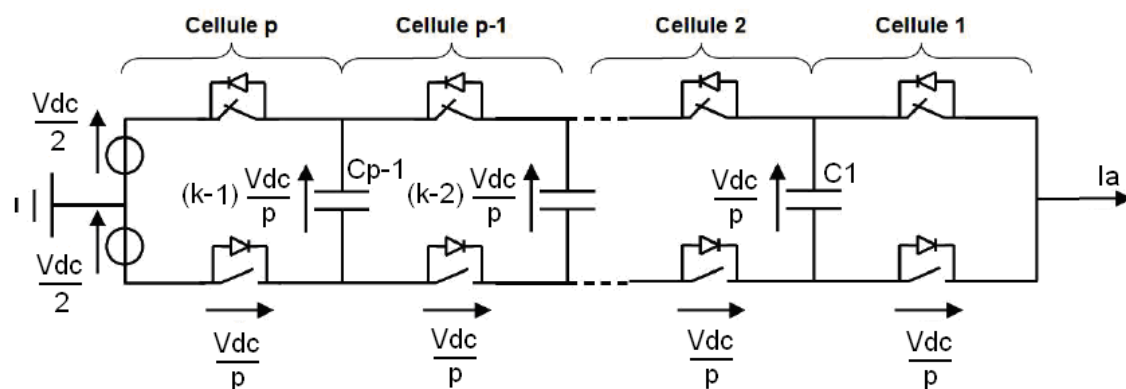


Figure 1-20. Topologie de FC n niveaux à p cellules [LERE]

Mais l'avantage de cette structure est d'avoir une bonne qualité de la tension découpée en sortie ainsi qu'une ondulation de courant plus faible que pour un onduleur NPC 3 niveaux. Sur le spectre de la tension découpée, les premiers harmoniques dus au découpage sont autour de n fois la fréquence de découpage (soit le nombre de cellules). Cette propriété est assez intéressante en termes de filtrage car elle permet d'avoir une réduction du volume des composants du filtre de sortie.

D'ordre général, comme dans le cas de l'onduleur NPC, cette topologie permet la conversion multiniveaux sans faire transiter de puissance par des convertisseurs DC-DC. Mais contrairement à la structure NPC, elle assure naturellement la répartition statique de la tension bloquée aux bornes des interrupteurs, et la fréquence apparente est proportionnelle au nombre de cellules de commutation et à la fréquence de découpage. Au niveau des pertes, même si tous les interrupteurs commutent à la même fréquence de découpage, elles sont équivalentes aux pertes dans l'onduleur NPC pour des formes d'ondes en sortie identiques (avec le même nombre de niveaux et la même fréquence de découpage en sortie).

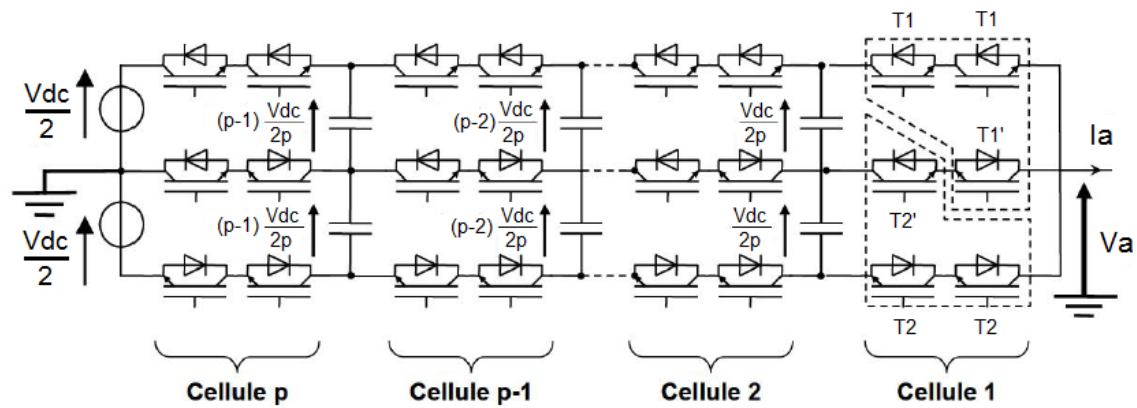
En ce qui concerne les capacités flottantes, même si les condensateurs de haute tension sont réalisés par la mise en série de condensateurs identiques, ils auront besoin d'être équilibrés. En prenant des composants identiques, le nombre de condensateurs supportant une tension nominale égale au pas, croît avec le carré du nombre de cellules soit égal à $(p^2-p)/2$, ce qui pose tout autant le problème d'intégration de ces condensateurs de puissance, souvent volumineux, au plus près des semi-conducteurs, afin de minimiser la valeur des inductances de maille.

- Variante : SMC (Stacked Multicellular Converter)

La structure SMC a été brevetée en 2000. Elle est une évolution du convertisseur FC. Les onduleurs SMC sont caractérisés par leur nombre de cellules et d'étages. Un convertisseur avec un seul étage n'est autre qu'un convertisseur FC tel que décrit précédemment. Le fait que le nombre de condensateurs croît avec le carré du nombre de cellules semble constituer un des principaux inconvénients des onduleurs FC. L'objectif avec cette structure est de proposer une alternative avec moins d'énergie stockée dans les condensateurs, donc avec des capacités moins puissantes, en vue d'une réduction de coût et d'encombrement.

Ce convertisseur possède certaines propriétés du convertisseur FC, où les cellules sont connectées entre elles par des condensateurs flottants, et la fréquence de découpage apparente est le produit entre la fréquence de découpage réelle et le nombre de cellules p ($p=(n-1)/2$) mises en série. En revanche, une cellule de structure SMC est composée de deux cellules de commutation à l'image de la cellule 1 (figure 1-25.a), où les chemins d'extrémité peuvent être montés soit par deux IGBTs identiques soit par un IGBT de calibre en tension deux fois supérieur à celui du chemin milieu, c'est-à-dire l'interrupteur complémentaire. Dans le cas du montage en série de deux composants identiques, la commande sera donc la même, mais, en pratique, la simultanéité de cette commande peut s'avérer délicate à réaliser en moyenne tension.

La commande du convertisseur SMC est une combinaison entre la commande de la cellule 1 du SMC et celle du convertisseur FC. Pendant l'alternance positive la conversion se fait avec l'étage supérieur, certains interrupteurs sont rendus passants pendant toute la demi période alors que sur la branche inférieure tous les interrupteurs sont en position OFF. Au contraire, pendant l'alternance négative, ce sont les interrupteurs de l'étage inférieur qui réalisent la conversion, voir la figure 1-21.b.



a. Topologie SMC n niveaux à p cellules et à 2 étages

T_2	T_1	T_2'	T_1'	Tension AC V_a	Le courant positif I_a passe par
0	1	1	0	$V_{dc}/2$	T_1
0	0	1	1	0	T_2' et D_1'
1	0	0	1	$-V_{dc}/2$	T_2

b. Tableau d'états des interrupteurs dans la cellule 1 du SMC

Figure 1-21. Topologie et table d'états de la structure SMC n niveaux [LERE]

Chaque cellule possède ici 2 porteuses superposées, car chaque porteuse correspond à une cellule de commutation. Comme pour le convertisseur FC, les porteuses entre les différentes cellules sont déphasées entre elles d'un angle de $(k-1)*2\pi/p$, et les condensateurs flottants s'équilibrent grâce à la présence d'harmoniques à la fréquence de découpage sur le courant de sortie. Si la source de courant en sortie ne peut pas absorber ces harmoniques, il est possible de rajouter un filtre RLC dimensionné sur la fréquence de découpage.

Même si, pour le même nombre de niveaux, les harmoniques à la fréquence apparente de découpage sont identiques pour les convertisseurs SMC et FC, l'avantage du SMC est une réduction drastique (plus de 2 fois) de l'énergie stockée dans les condensateurs flottants. Dans le cas du SMC, chaque tension aux bornes des condensateurs est divisée par 2 par rapport au convertisseur multicellulaire en un seul étage. Ceci permet de diminuer le volume des condensateurs, car l'énergie stockée dans ceux-ci est moindre par rapport à un convertisseur du type FC, celle-ci étant proportionnelle au carré de la tension. Mais l'inconvénient majeur de cette structure est qu'avec un même nombre de niveaux, elle nécessite davantage de composants actifs et passifs, et ses états redondants sont bien plus importants que pour la topologie FC, et seuls les niveaux de nombre impair sont possibles à obtenir.

- Topologie multicellulaire généralisée

Il est possible de considérer que les topologies NPC/ANPC et FC sont dérivées de la topologie multicellulaire généralisée, proposée sous le nom de topologie P2 par Lai et Peng en 2002 [PENG], (figure 1-22). Cette topologie permet d'équilibrer naturellement chaque niveau de tension sans se soucier de la contrainte imposée par la charge, que ce soit de la conversion d'énergie active ou réactive. De plus, elle n'a pas besoin de circuit auxiliaire pour la commande. Il faut aussi noter que le rapport entre la tension du bus continu et la tension aux bornes de chaque interrupteur et capacité est de $n-1$, avec n le nombre de niveaux du convertisseur. Comme cette topologie est générique, tout nombre de niveaux peut être atteint.

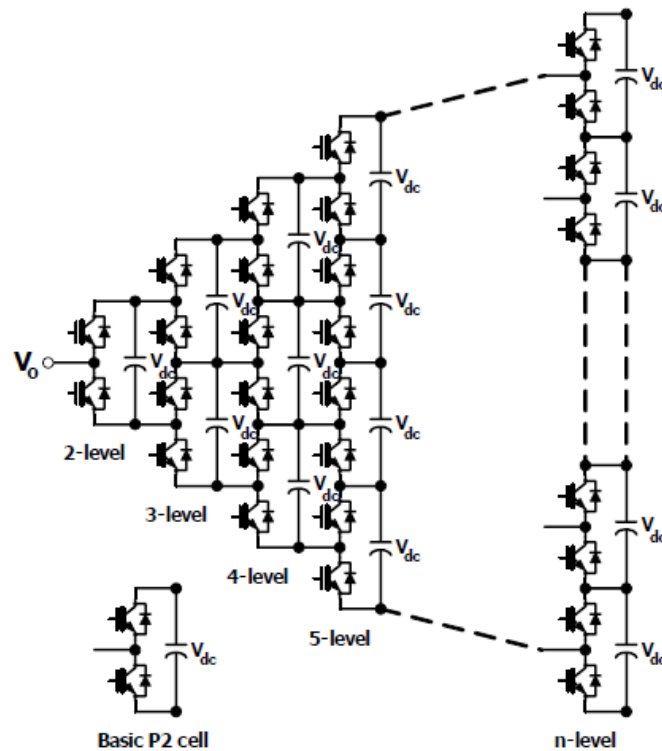


Figure 1-22. Topologie multicellulaire générique P2

En 2010, un variateur sous le nom d'ACS 2000 est introduit sur le marché par ABB [ABB1]. Il est basé sur le concept hybride combinant un ANPC 3 niveaux et un FC 3 niveaux en sortie (figure 1-23). On peut le considérer comme un exemple concret de la topologie générique en supprimant judicieusement certains composants. Ce concept permet dans une certaine mesure la modularité, en y ajoutant une cellule de type FC afin d'atteindre un niveau de tension supérieur plus facilement, sans avoir recours aux diodes de clamp. Cette modularité ne permet pas d'augmenter la puissance nominale du convertisseur, mais le nombre de niveaux et la qualité des signaux se trouvent améliorés. Par contre, la commande simultanée de deux interrupteurs mis en série reste délicate et la pré-charge de la capacité flottante de la cellule FC est impérative.

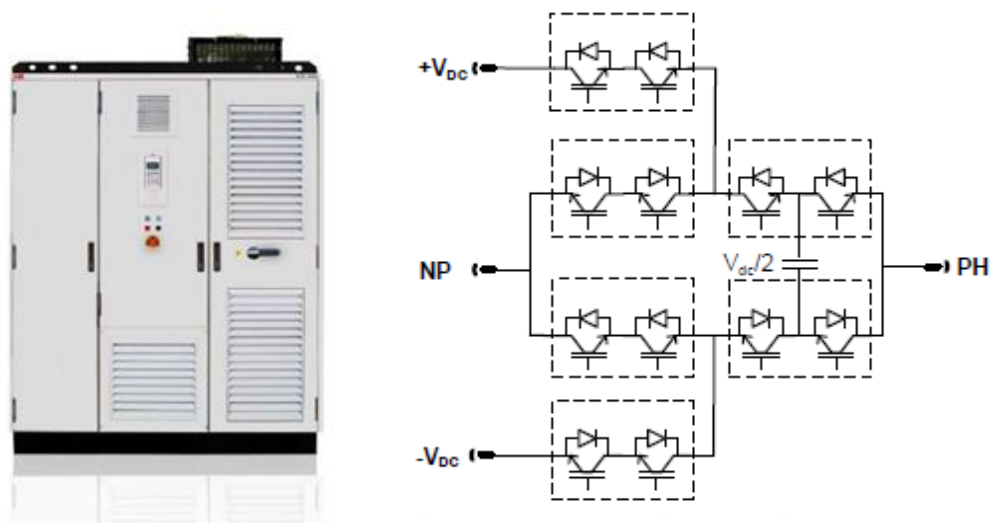


Figure 1-23. ACS 2000 et la topologie ANPC 5 niveaux

c. CHB ou convertisseur à sources isolées

- CHB (Cascaded H-Bridges)

CHB signifie en français « ponts en H connectés en série ». Cette famille de structures de conversion est la première définie dans la littérature comme multiniveaux. En effet la mise en cascade de plusieurs structures à 2 niveaux permet d'avoir en sortie une forme d'onde de tension multiniveaux.

La structure de base, communément appelée Pont en H, est composée de deux bras de pont contenant chacun deux interrupteurs bidirectionnels en courant (figure 1-24). Pour avoir une forme d'onde de tension multiniveaux en sortie, il suffit de faire varier la tension entre les points A et B. Avec cette structure simple il est possible de faire commuter deux fois plus de puissance que les structures multicellulaires, car la tension de sortie n'a plus comme valeurs extrêmes $-V_{dc}/2$ et $V_{dc}/2$ mais $-V_{dc}$ et V_{dc} .

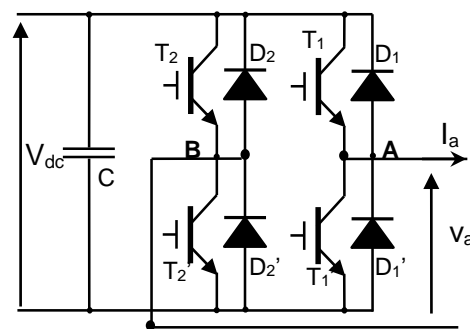


Figure 1-24. Topologie du pont en H 3 niveaux

La figure 1-25 présente un exemple de mise en série de ponts en H pour réaliser une topologie multiniveaux. Ce type de conversion nécessite des sources de tension isolées les unes par rapport aux autres si le système de conversion doit fournir de la puissance active. En revanche, dans le cas d'un filtrage d'harmoniques, ces sources peuvent être remplacées par des condensateurs dont il sera nécessaire d'assurer l'équilibrage. Le nombre de niveaux n est réalisé par p cellules élémentaires (ponts en H), où $n=2p+1$ du fait de la connexion en série des sous-parties à 3 niveaux avec un même potentiel neutre.

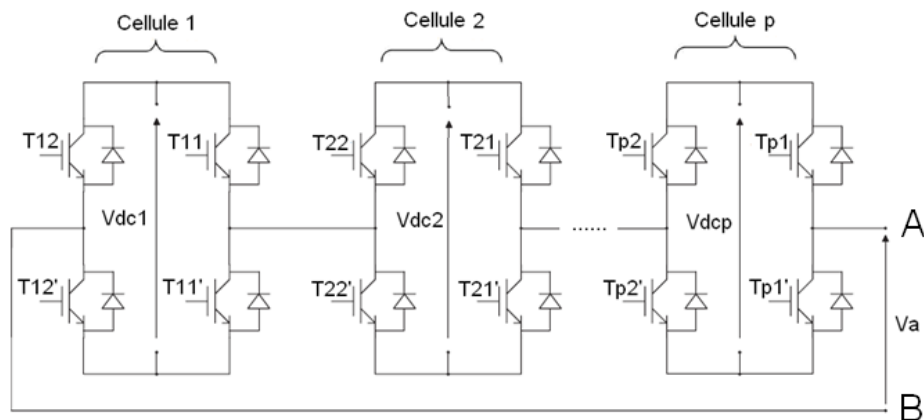


Figure 1-25. Topologie CHB n niveaux à p cellules

La commande de cette structure est relativement simple : les modulantes pour toutes les cellules de commutation au point A sont identiques, idem pour les cellules de commutation au point B avec un signe opposé par rapport au A. Les porteuses sont déphasées de π/p entre les différents ponts en H mis en série. Ceci permet de réaliser un entrelacement entre les différents ponts en H et ainsi d'obtenir en sortie une forme d'onde de tension possédant $2p+1$ niveaux de tension qui possède une fréquence apparente égale à $2p \cdot F_d$, où F_d est la fréquence de découpage d'une cellule de commutation. La figure 1-26 présente l'exemple du variateur ATV 1200 introduit sur le marché par Schneider Electric Industries en 2013 [SE03].

Industriellement parlant, cette topologie est intéressante, car elle permet d'atteindre un grand nombre de niveaux avec un minimum de composants nécessaires. De par sa modularité (chaque pont peut être considéré comme une cellule de puissance), elle favorise la conception et la fabrication, ce qui autorise l'utilisation d'un process rapide et à moindre coût. L'inconvénient de cette structure est le fait que toutes les sources de tension doivent être isolées. En pratique ces sources DC isolées sont réalisées à l'aide d'un transformateur multi-secondaire, qui a l'inconvénient d'être coûteux, volumineux et nécessiteux d'un entretien régulier. Par la suite, à travers des topologies plus avancées, on cherche soit à réduire le volume du transformateur soit à supprimer simplement sa présence dans des topologies particulières

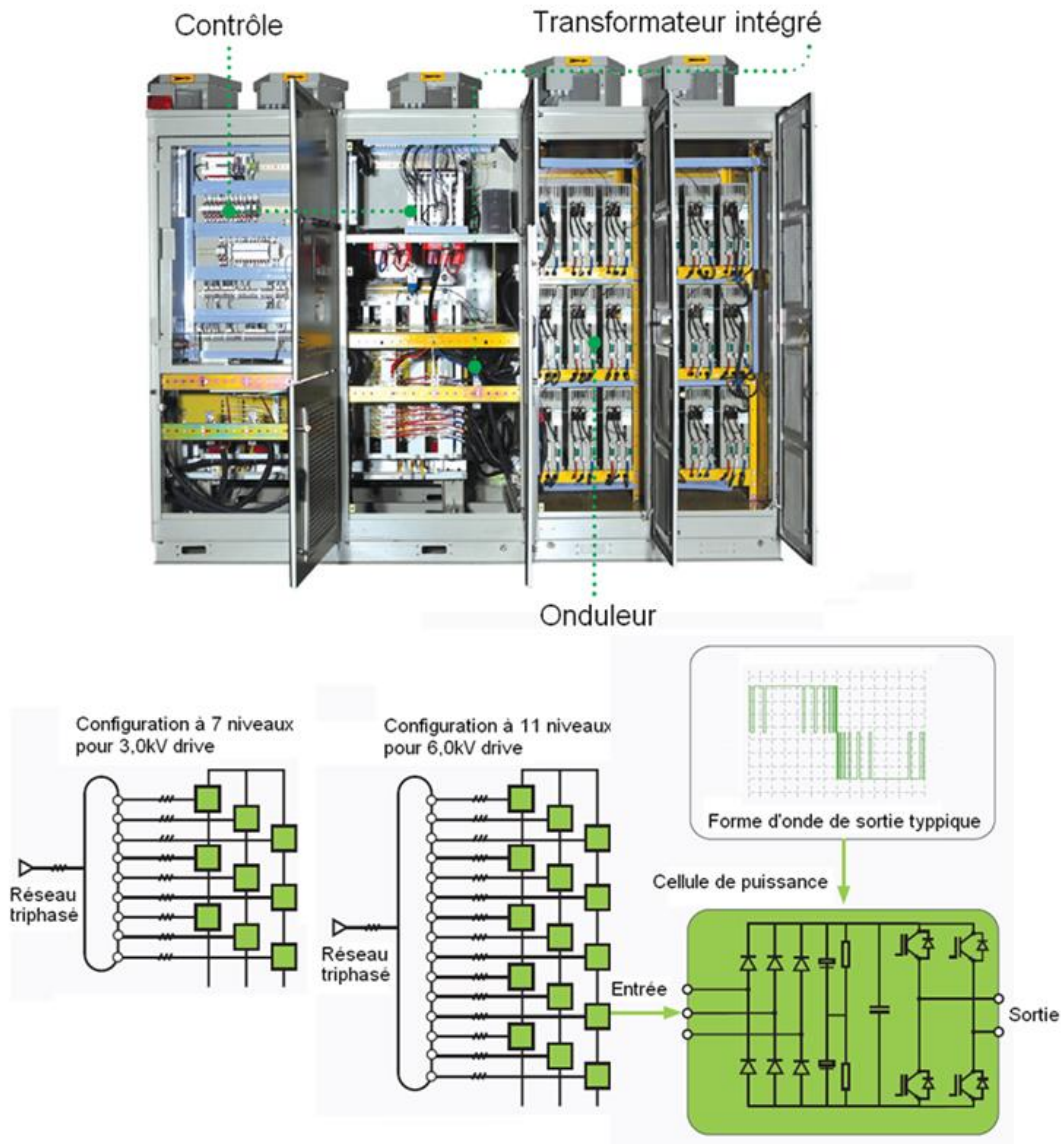


Figure 1-26. Le variateur ATV 1200 et la topologie CHB à 7 et 11 niveaux

- Variante : configuration différentielle

Issue de la structure de pont en H, en remplaçant chaque cellule de commutation à 2 niveaux par un NPC 3 niveaux, on obtient une nouvelle topologie appelée H-NPC 5 niveaux, voir la figure 1-27, qui suscite régulièrement de l'intérêt académique depuis 2010 [KOUR]. Comme pour les ponts en H, cette topologie a besoin de sources DC isolées pour chaque pont, afin d'éviter tout court-circuit du bus continu. Ainsi, pour chaque phase, un transformateur multi-secondaires est connecté en entrée. Avec de telles structures, on peut atteindre plus facilement des gammes de tension supérieures et un grand nombre de niveaux, avec la même qualité de signaux en sortie que la structure CHB. De plus, le redresseur multipulse permet d'améliorer la forme du courant d'entrée.

Le transformateur utilisé pour la structure H-NPC est similaire à celui de la topologie CHB. La seule différence est qu'au lieu d'avoir une seule capacité de puissance au bus, H-NPC permet d'utiliser deux capacités de moindre puissance, mais au prix de l'ajout de 12 diodes de clamp et du contrôle du point neutre. Par la suite d'autres topologies ont aussi été introduites, étant basée sur la même configuration en H dans lesquelles on génère une tension AC en différentiel avec les deux bras. On peut par exemple citer les exemples H-FC et H-ANPC.

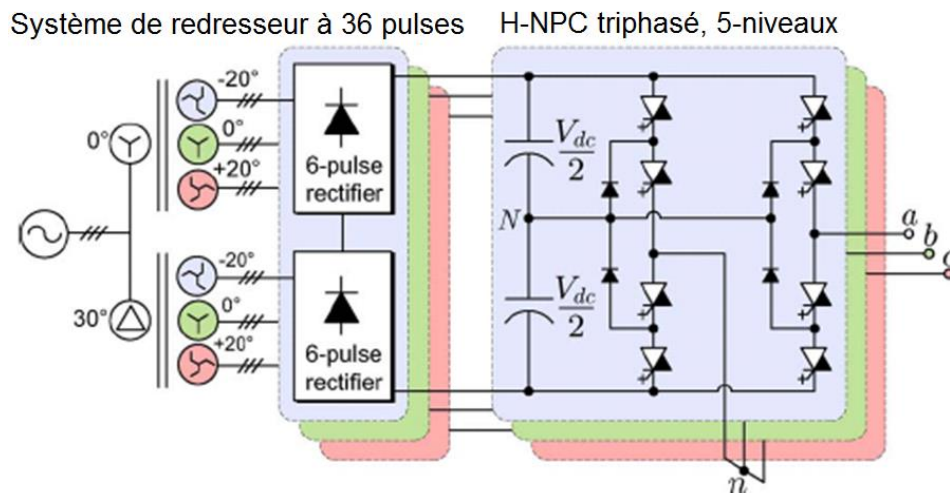


Figure 1-27. Schéma de la topologie H-NPC 5 niveaux

- Topologies à sources isolées généralisées : configurations symétriques et asymétriques

Dans un contexte plus général, l'intérêt de réaliser des convertisseurs à niveaux multiples réside dans leur capacité à générer des formes d'ondes de très bonne qualité et de définition temporelle augmentée, mais aussi de proposer des configurations entièrement modulaires avec des modules structurels identiques ou différents. Ces propriétés sont liées à de nombreux avantages, à commencer par la réduction des harmoniques de courant produites dans le circuit interfacé. Traditionnellement, on utilise un principe d'addition de niveaux tous égaux entre eux, on appelle les structures basées sur ce principe topologies symétriques.

Par contre, en choisissant judicieusement les valeurs de la tension isolée des cellules élémentaires, a fortiori différente, il devient possible de générer des valeurs supplémentaires en sortie du convertisseur. Dans cette perspective, le principe de cette mise en série de cellules de conversion différentes est appelé asymétrique. Par degré d'hybridation croissant, on distingue trois types d'associations :

- la mise en série de ponts en H alimentés avec des tensions différentes, voir la figure 1-28.a;
- la mise en série d'onduleurs de topologies différentes, par exemple, un onduleur NPC triphasé combiné avec des ponts en H monophasés, voir la figure 1-28.b;

- la mise en série de cellules de conversion de topologie et de nature différentes. Comme pour la mise en série de ponts en H, la contrainte principale porte sur les alimentations des cellules qui doivent être isolées les unes des autres. A titre d'exemples, la figure 1-28.c montre un convertisseur basé sur le principe de transformation à moyenne fréquence (MF). Le transformateur à MF fonctionnant à quelques kHz procure un gain significatif de poids et de volume de circuit magnétique dans le système de conversion par rapport à un transformateur basse fréquence (BF) à 16.2/3 Hz dans le cas d'une application ferroviaire.

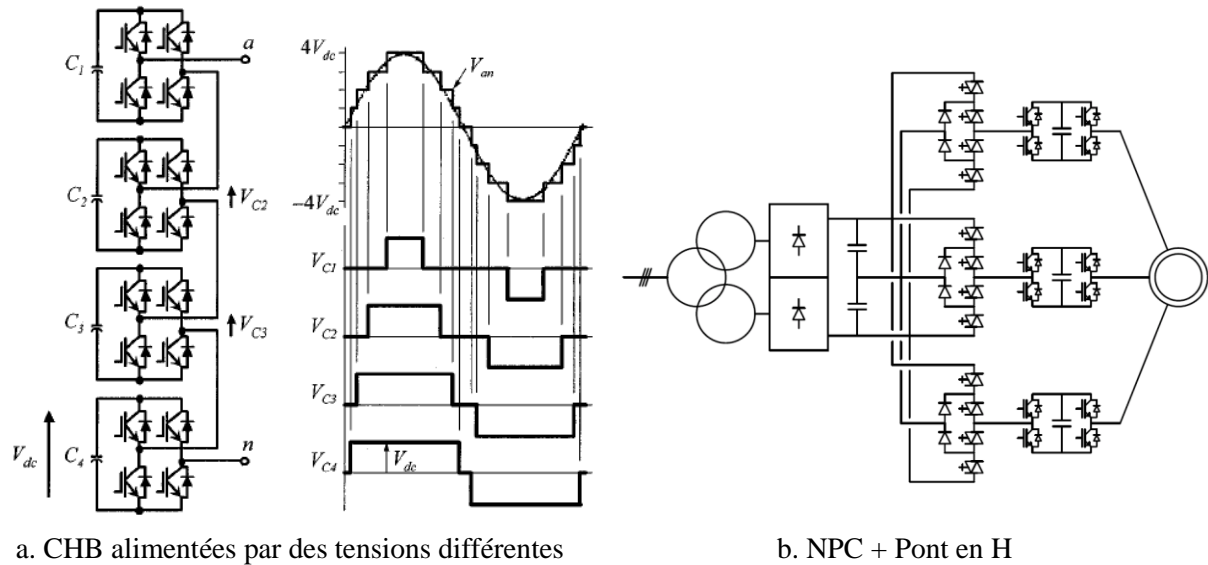


Figure 1-28. Exemples de topologies asymétriques [RUF1]

d. Configurations modulaires

- Configuration modulaire parallèle

L'onduleur multiniveaux modulaire parallèle est une mise en parallèle de p cellules de commutation (Figure 1-29), générant n niveaux de tension avec $n=2p-1$. La connexion de ces cellules est réalisée par des inductances appelées inductances de liaison L . Ces inductances sont placées pour absorber les différences de tension instantanée entre les sorties de chaque bras et ainsi éviter tout court-circuit du bus continu en entrée.

La même modulante est appliquée sur chaque cellule de commutation, et les porteuses des cellules sont déphasées entre elles de $2\pi/p$. Ces différentes propriétés au niveau de la commande sont identiques à celles utilisées pour la topologie FC. Le déphasage introduit une commande entrelacée entre

les différentes cellules d'une même phase et ainsi de réduire l'ondulation de courant de sortie due au découpage. Ces topologies ont trouvé leur place dans de nombreuses applications telles que les modules de régulation de tension, le réseau de puissance automobile ou les onduleurs de secours de forte puissance, où un fort courant est demandé sans augmenter la tension.

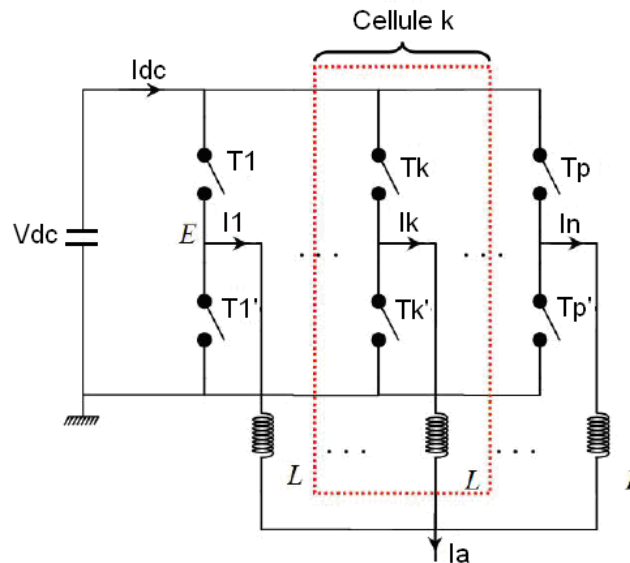


Figure 1-29. Topologie de convertisseur modulaire parallèle n niveaux à p cellules

Si les convertisseurs multicellulaires, dont les composants sont montés en série, permettent d'augmenter la tension du bus continu en entrée de l'onduleur, les convertisseurs modulaires parallèles permettent d'avoir des courants plus importants en sortie. Ils permettent en effet de réduire le calibre en courant des composants semi-conducteurs. Leur utilisation peut amener une amélioration des formes d'ondes à l'entrée et à la sortie et entraîner une réduction de la masse de certains composants. Un autre avantage de la mise en parallèle est l'existence de points où l'ondulation du courant à la fréquence de découpage est nulle. Les points par passage au zéro correspondent aux transitions entre les différentes bandes où la tension commute, voir la figure 1-30.

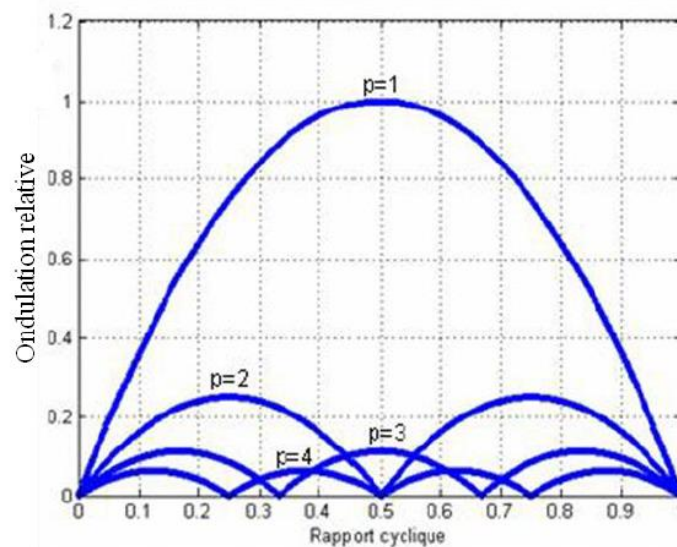


Figure 1-30. L'ondulation du courant de sortie en fonction du rapport cyclique du signal de commande pour p cellules de commutation en parallèle [LERE].

Par ailleurs, ces structures, comme les structures multicellulaires séries, permettent l'augmentation de la fréquence de découpage apparente en sortie par rapport à la fréquence de fonctionnement des semi-conducteurs. Ceci est dû au déphasage des ordres de commande sur les différentes cellules d'une même phase. Par conséquent, la fréquence de découpage apparente est augmentée en fonction du nombre de cellules mises en parallèle. Ainsi, en sortie le condensateur de filtrage est dimensionné pour une fréquence égale à $p \cdot F_d$, donc avec un volume plus petit que pour un convertisseur 2 niveaux classique.

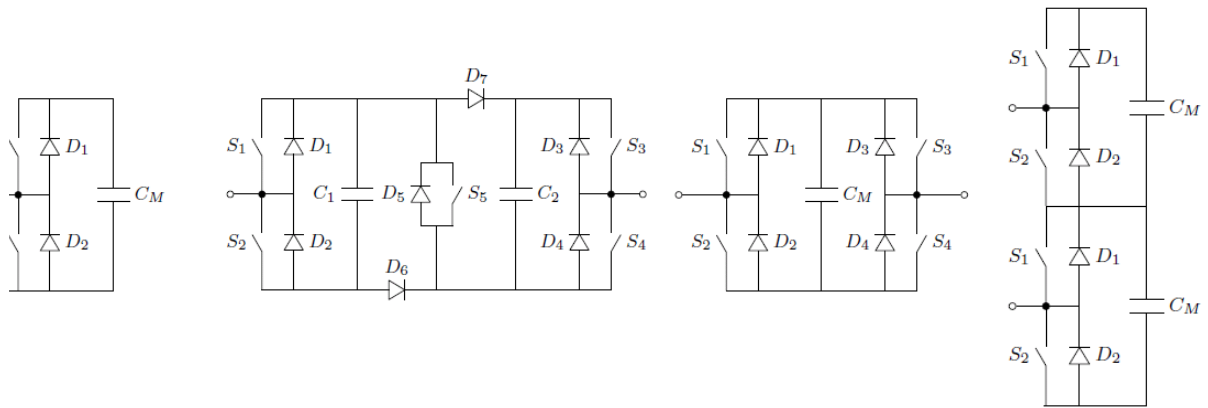
L'utilisation d'inductances de liaison est un inconvénient important de ce genre de topologie. La mise en parallèle des inductances de liaison indépendantes a pour conséquence d'augmenter le volume global du système. Une des solutions est l'utilisation d'inductances couplées sur un même noyau magnétique. Le principe est de partager l'entrefer des inductances entre les différentes cellules et ainsi de réduire l'ondulation de courant dans ces dernières, ce qui permet aussi de diminuer les pertes fer dans certaines parties de l'inductance [LERE].

- Configuration modulaire série

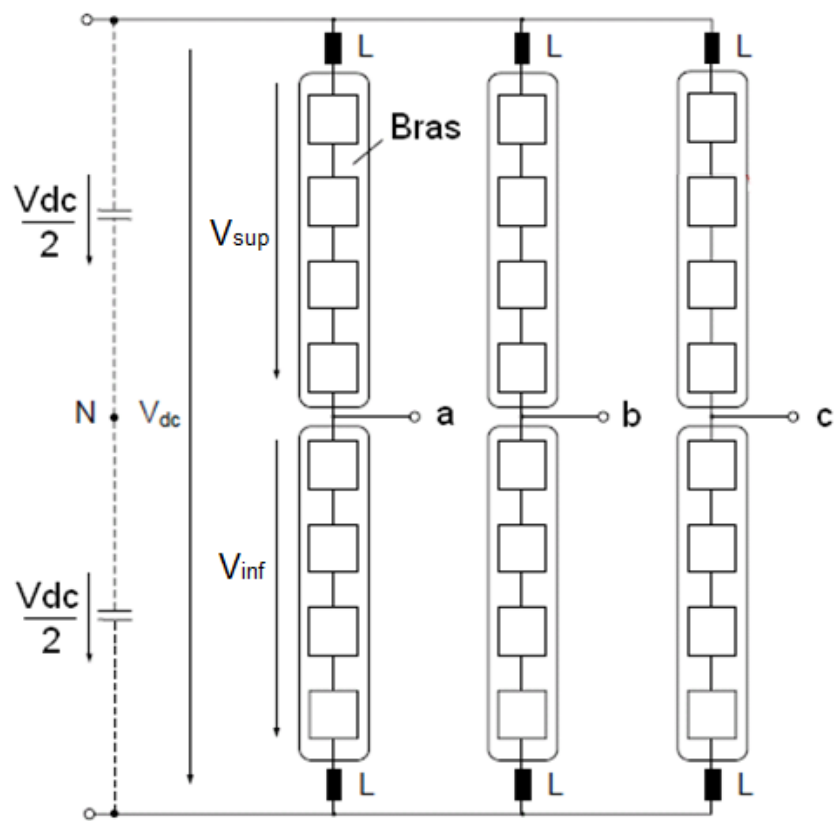
Communément nommé le convertisseur multiniveaux modulaire (en anglais MMC pour Modular Multilevel Converter), cette topologie peut être considérée comme une variante de la mise en série de ponts en H. On trouve le plus souvent la topologie MMC composée de demi-ponts (la figure 1-31.a). Les deux interrupteurs de cette cellule sont commandés par des signaux complémentaires et présentent deux états actifs. Ainsi chaque tension capacitive, la tension aux bornes d'un condensateur flottant, s'ajoute ou non à la tension totale des capacités en série, ce qui conduit à l'obtention d'une tension sous forme multiniveaux en sortie. Il existe en fait un troisième état de conduction correspondant à l'état OFF des deux interrupteurs en cas de démarrage ou de défaillance. Cet état supplémentaire permet au courant de circuler librement à travers les diodes de roue libre ou la capacité selon la polarité du courant. Dans certaines applications réalisant des opérations à tolérance de panne, des interrupteurs bidirectionnels peuvent être utilisés afin de court-circuiter complètement chaque cellule. Dans chaque phase, le bras d'onduleur est composé de demi-bras supérieur et inférieur de même constitution. Des inductances de lissage L sont placées pour limiter le courant alternatif en cas de défaillance ou de court-circuit en régime transitoire (la figure 1-31.b) et aussi pour mettre en parallèle des sources de courant.

Contrairement à la mise en série de ponts en H, les sources de tension isolées sont remplacées par des condensateurs flottants, dont le niveau de tension doit être régulé par une commande adéquate. L'intérêt de cette structure est l'augmentation du nombre de degrés de liberté lorsque le nombre de sous-modules mis en série croît. Cette topologie est spécialement adaptée à des applications en haute tension et forte puissance, du fait de la modularité et de la scalabilité (forme générique) de cette topologie, ainsi un grand nombre de niveaux peut être atteint. Par conséquent, sans compromettre la qualité de l'énergie transmise, la qualité des signaux est grandement améliorée et la fréquence de découpage moyenne de chaque cellule fortement réduite, ce qui amène aussi à une réduction des pertes en commutation et du volume des organes de filtrage.

Néanmoins, quelques inconvénients majeurs de la topologie MMC méritent notre attention. Tout d'abord, comme les condensateurs flottants fonctionnent à la fréquence de modulation, dès lors le courant traversant les condensateurs doit attendre une demi-période pour changer de signe. Le problème des fluctuations de tensions capacitatives peut surgir lors du démarrage ou du fonctionnement à très basse fréquence des variateurs de vitesse (en dessous de 10Hz) où les condensateurs peuvent se charger jusqu'à la tension admissible. Ensuite, cette topologie est moins intéressante économiquement et industriellement avec un faible nombre de niveaux à l'égard de sa complexité, de son nombre de capacités de puissance et du nombre de composants utilisés. Cette topologie est donc mieux adaptée pour des systèmes de conversion en moyenne ou haute tension.



a. Les différents sous-modules : respectivement de gauche, demi-pont, ponts dos-à-dos, ponts en H, ponts superposés.



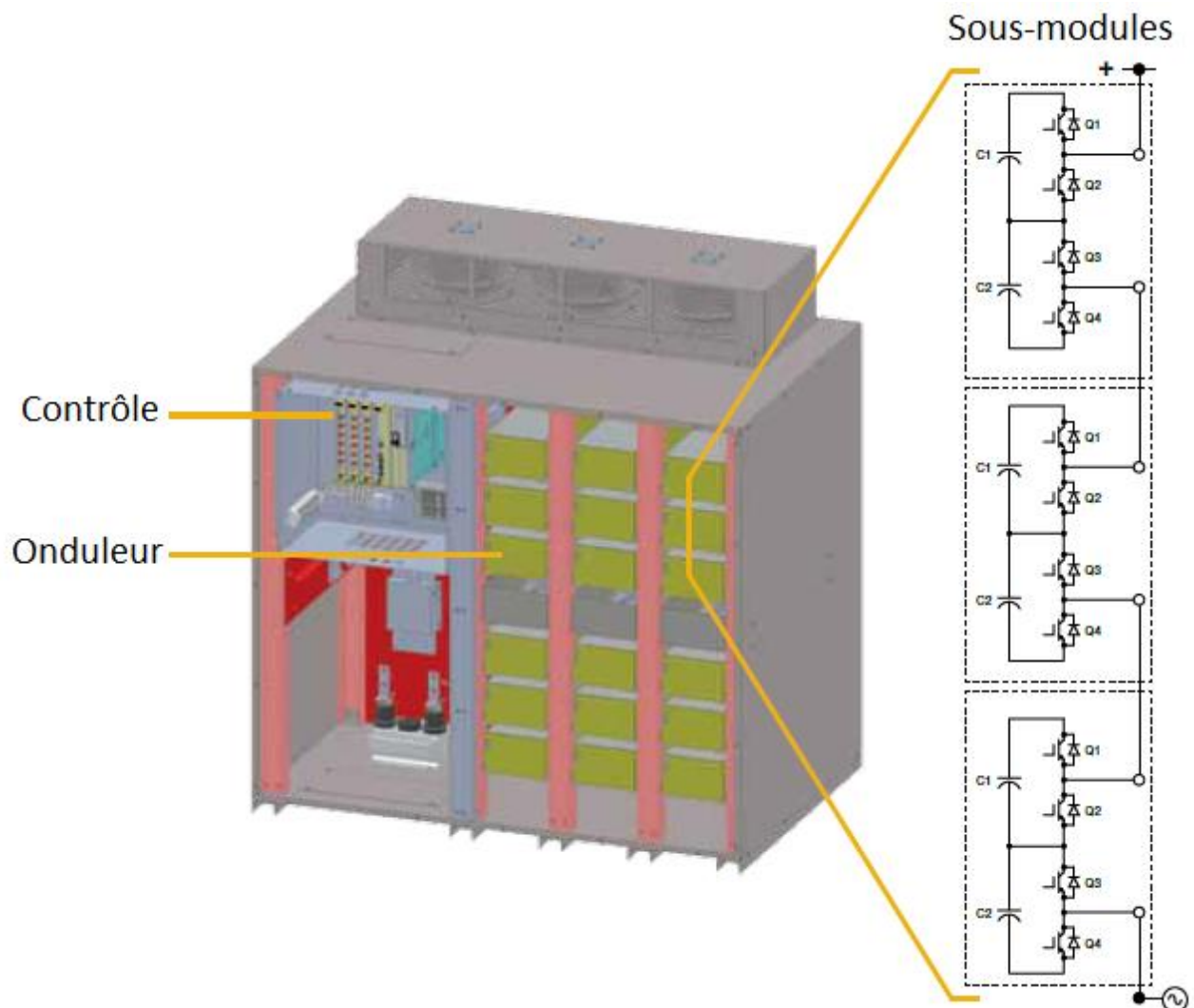
b. Configuration modulaire pour un onduleur triphasé.

Figure 1-31. Topologie de la configuration modulaire série

Actuellement cette topologie est employée dans des applications de très forte puissance (jusqu'à 1GW), comme par exemple, la liaison de transmission à courant continu en haute tension (HVDC) avec 200 cellules par phase réalisée par Siemens. Dans le domaine de la variation de vitesse, peu de fabricants proposent encore cette technologie, nous pouvons toutefois citer Siemens (figure 1-32.a) et Benshaw (figure 1-32.b).



a. Sinamics perfect harmony GH150 et la topologie MMC avec des sous-modules en demi-ponts.



b. M2L 3000 et la topologie MMC avec des sous-modules en ponts superposés.

Figure 1-32. Exemples de variateurs de vitesse à base de la topologie MMC

I.C. Analyse et comparaison des topologies

Les performances électriques et le rendement d'un variateur de vitesse reposent principalement sur la technologie des composants de puissance et également sur la topologie du convertisseur. Ainsi, dans cette partie nous allons comparer les différentes structures présentées plus haut, en fonction de leur complexité et de leur rendement avec un algorithme de calcul établi dans [RIZE]. Par la suite, nous montrerons que, pour la variation de vitesse en MT, il existe bien une topologie qui semble répondre à toutes nos exigences.

II.C.1. Classification des topologies

Dans le domaine de la conversion d'énergie moyenne tension, nous pouvons distinguer deux grandes familles : les conversions directe et indirecte (figure 1-33). La conversion directe (AC-AC) consiste à moduler la fréquence d'une énergie alternative en une autre fréquence sans passer par la transformation continue. Elle nécessite un système surdimensionné et une stratégie de commande relativement complexe. En revanche, la conversion indirecte (AC-DC-AC) fait appel à un étage continu ou communément appelé bus continu. Dans les paragraphes précédents, nous venons de voir que, partant du choix des composants actifs tels que les IGBT, il existe une multitude de configurations possibles pour réaliser les fonctions de convertisseurs (onduleur), et qui constituent ce que l'on appelle en anglais Voltage-Sourced Converter (VSC) où l'amorçage et le blocage des composants sont commandés. Cependant il faut aussi noter que, avec d'autres types de composants tels que les thyristors, des topologies similaires peuvent également subsister et forment la famille de convertisseurs CSC pour Current-Sourced Converter où uniquement l'amorçage est commandable [WUBI].

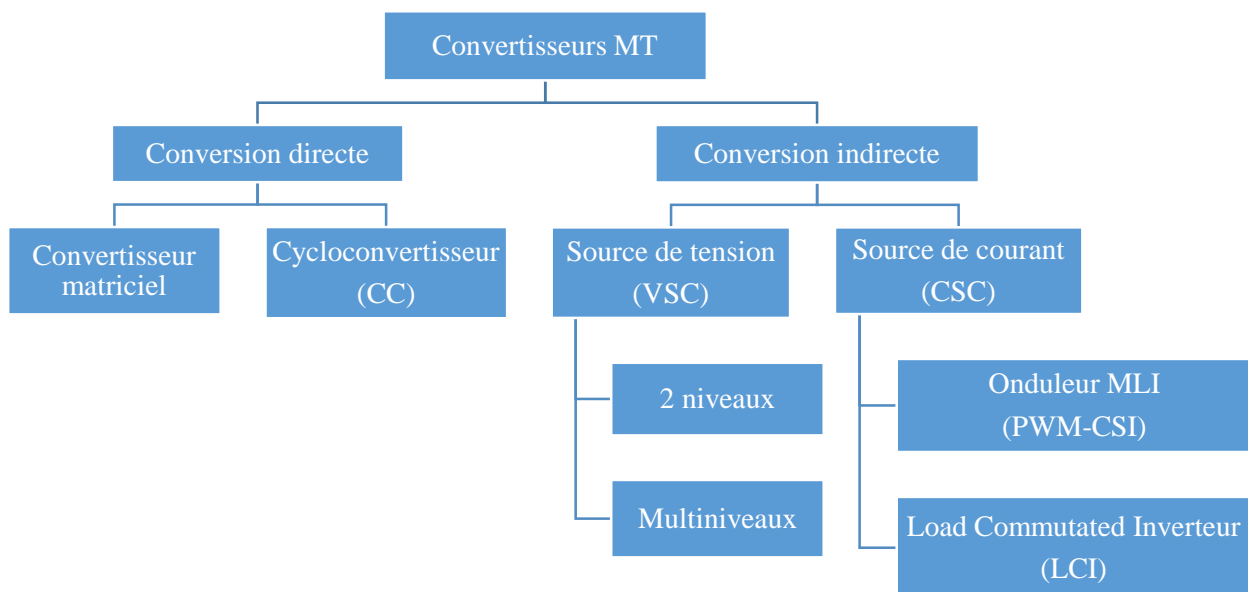


Figure 1-33. Classification des convertisseurs en moyenne tension

Actuellement, grâce à leur configuration sans transformateur, à leur simplicité, au coût plus faible de leurs composants (thyristors), les convertisseurs CC (Cycloconverter) et LCI (Load Commutated Inverter) dominent le marché des applications en très forte puissance (>50MW). Par ailleurs, le convertisseur PWM-CSI a également une forte présence pour les applications d'entraînement en moyenne tension pour des puissances de plusieurs MW. Cependant l'inconvénient de ces convertisseurs réside dans l'utilisation de fortes inductances au niveau du bus continu (encombrement et coût importants) et dans la limitation des performances dynamiques, la fréquence de commutation de ces composants étant généralement inférieure à 200Hz. Ce en quoi les convertisseurs VSC peuvent être

considérés comme une alternative intéressante pour atteindre des niveaux de performance et de rendement supérieurs.

Parmi les convertisseurs VSC, nous retrouvons les convertisseurs multiniveaux qui, grâce à leur design, peuvent fonctionner pour une large gamme de puissance-tension et présentent plusieurs avantages sur leurs homologues. Grâce à la forme d'onde multiniveaux, les perturbations CEM sont diminuées au niveau des moteurs, et la réinjection de courant entrant présente une faible distorsion, à l'égard des normes internationales [IEC1]. Néanmoins, quelques inconvénients des topologies multiniveaux sont à retenir. D'une part, ce type de structure nécessite un nombre important de semi-conducteurs et donc de circuits de commande (allumeurs). Un tel système peut ainsi s'avérer bien plus onéreux, plus complexe et moins fiable, d'où le challenge pour le concepteur de proposer de nouvelles topologies tout en satisfaisant les exigences technico-économiques résumées dans le tableau 1-2.

	Type de contraintes
Réseau d'alimentation	Taux de distorsion harmonique en courant d'entrée (THDi) faible
	Facteur de puissance en entrée élevé
Moteur	Variation de tension (dV/dt) faible
	Résonance induite par l'inductance parasite des câbles de connexion faible
	Taux de distorsion harmonique en tension de sortie (THDu) faible
	Perturbation par tension de mode commun faible
Composants actifs	Fréquence de commutation élevée
	Inductance de boucle en série faible
	Température de jonction à ne pas dépasser
Convertisseur électronique (composants passifs y compris)	Rendement supérieur
	Coût de fabrication réduit
	Faible encombrement
	Optionnel : sans transformateur
	Optionnel : structure redondante
	Optionnel : présence de composants passifs réduite (filtrage entrée/sortie)

Tableau 1-2. Principales contraintes des variateurs MT

Les concepts de base des topologies multiniveaux présentées plus haut sont résumés et classés sur la figure 1-34 (d'autres types de classification sont également proposés dans [LERE] et [KOUR]). Dans un premier temps, on prend soin de bien distinguer deux grandes familles en fonction de leur mode d'alimentation, afin de souligner leur besoin en transformateur ou pas. Ensuite on se rappelle que, pour les solutions sans transformateur, les topologies multicellulaires sont plus adaptées pour concevoir des convertisseurs avec un nombre de niveaux réduit, tandis que les topologies modulaires série ont des avantages naturels pour les grands nombres de niveaux avec un certain caractère de scalabilité, c'est-à-dire de structure répétitive en fonction du nombre de niveaux nécessaire.

A partir de cette classification, il devient évident de comparer les topologies les plus représentatives de chaque famille, dans l'objectif de choisir ou de concevoir une structure répondant à nos exigences. A travers l'étude de la topologie multiniveaux du convertisseur, nous allons tenir compte

des contraintes sur le fonctionnement d'un variateur de vitesse MT. D'un côté, structurellement parlant, la complexité d'une topologie peut être caractérisée par le nombre et le type des composants utilisés, ce qui peut impacter sur le coût de fabrication et sur les stratégies de commande à adopter. Par ailleurs, au niveau rendement, critère absolu de choix d'un variateur, le nombre de niveaux, la fréquence de commutation au sein des composants actifs et les caractéristiques de ces derniers ont tous une répercussion significative sur la performance finale du variateur. Cependant une liste exhaustive de tous les critères de comparaison peut être très longue et peu efficace vis-à-vis de cette phase préliminaire de l'étude. Par la suite, nous allons uniquement comparer le nombre de composants nécessaires et le rendement global de chaque famille de topologies pour choisir la topologie de notre variateur.

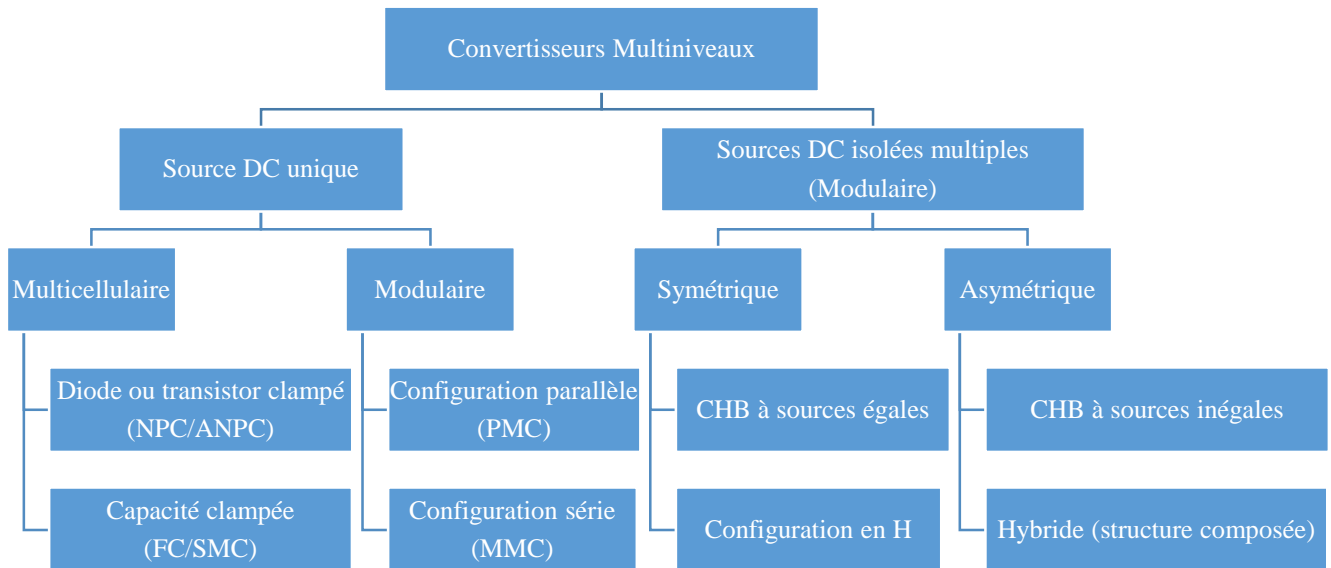


Figure 1-34. Classification des topologies multiniveaux

II.C.2. Comparaison structurelle des topologies

Grâce à la description des structures de base de chaque famille de topologie et à leur généralisation, nous cherchons à les comparer en fonction du nombre de niveaux. L'objectif de ce paragraphe est de mettre en évidence les différents avantages et inconvénients selon les topologies et les composants de puissance utilisés.

a. Nombre de composants

Sur la base de la généralisation faite sur les principales topologies multiniveaux présentées dans le paragraphe I.B.1 et à l'aide du tableau 1-3, nous comparons le nombre de composants nécessaires pour réaliser un bras du convertisseur, en présence d'une même tension de service et d'un nombre de niveaux donné. Les composants actifs (en considérant uniquement des IGBTs) ou passifs sont supposés de calibres en tension/courant identiques. Tous les convertisseurs sont supposés alimentés par une source de tension continue ; dans le cas particulier du CHB nous avons noté la présence d'un transformateur.

Toutes les topologies sont formées à base de cellules de commutation à deux interrupteurs (2 transistors et de 2 diodes anti-parallèles), à l'exception des topologies SMC (6 interrupteurs par cellule) et CHB (4 interrupteurs). Elles sont présentées dans leur structure basique que l'on a vue dans la précédente partie. Notons aussi que, dans le tableau 1-3, les condensateurs flottants de la topologie MMC fonctionnant à la fréquence de modulation sont comptabilisés comme des capacités du bus DC, tandis que les condensateurs se trouvant à l'étage intermédiaire des onduleurs ANPC, FC et SMC fonctionnant à la fréquence de commutation sont comptabilisés comme des capacités de clamp, beaucoup plus faibles en valeur et ne dépendant pas de la vitesse de sortie du variateur.

Famille de topologies	Multicellulaire				Modulaire		
Topologie n niveaux (n > 3)	NPC ANPC	P2	FC	SMC	PMC	MMC	CHB
Nbr. Cellules commutation	n-1	n(n-1)/2	n-1	(n-1)/2	n-1	2(n-1)	(n-1)/2
Nbr. Interrupteurs IGBT/Diode	2(n-1)	n(n-1)	2(n-1)	3(n-1)	2(n-1)	4(n-1)	2(n-1)
Nbr. Diodes de clamp	(n-1)(n-2)	0	0	0	0	0	0
Nbr. Condensateur (en basse fréquence)	(n-1)/3	(n-1)/3	n-1	n-1	0	2(n-1)	0
Nbr. Condensateur (en haute fréquence)	0	n(n-1)/2	(n-1)(n-2)/2	(n-1)(n-3)/2	n-1	0	(n-1)/2
Nbr. Inductances de liaison	0	0	0	0	n-1	2	Transf.

Tableau 1-3. Tableau exhaustif du nombre de composants dans une phase selon la topologie

Du point de vue du nombre de composants actifs, les topologies NPC/ANPC présentent une croissance quadratique en fonction du nombre de niveaux, tous semi-conducteurs confondus, tandis que les autres topologies affichent une croissance linéaire du nombre de semi-conducteurs. Mais ce n'est pas le cas pour l'accroissement du nombre de composants passifs, ce qui ne facilite pas la comparaison. En effet, étant de constitution monolithique, les composants passifs, en fonction de leur calibre en tension et en courant, peuvent être très différents en termes de caractéristiques. Alors que ces composants passifs internes à la structure du convertisseur (en plus des filtres), dont le poids dans le

dimensionnement et le coût sont des freins à leur développement massif pour les applications industrielles, à l'instar des condensateurs des FC, MMC, CHB, etc.

Nous remarquons que, hormis les composants passifs pour le filtrage en entrée/sortie du convertisseur, la famille multicellulaire n'a pas besoin d'inductance, alors que pour la famille modulaire le condensateur du bus DC n'est pas nécessaire. En outre, la famille multicellulaire, hors NPC, présente une croissance quadratique en nombre de condensateurs flottants. Elle est donc plus avantageuse avec un petit nombre de niveaux, tandis que la famille modulaire, en plus de condensateurs flottants, a aussi besoin d'inductances de liaison. Du fait de la croissance linéaire du nombre de composants nécessaire, la famille modulaire est un candidat idéal pour créer des structures avec un grand nombre de niveaux. Notons qu'à titre d'exemple, même si la topologie CHB nécessite moins de composants actifs et passifs, mais nous avons besoin d'un transformateur volumineux et coûteux pour assurer l'isolation des sources DC. Comme nous souhaitons réduire voire éliminer cet élément par la suite, les configurations symétriques et asymétriques ont été volontairement écartées.

Cette première comparaison, basée sur le nombre de composants, permet de tirer quelques conclusions et de séparer les champs d'applications de ces différents convertisseurs. Les structures multicellulaires sont intéressantes pour les applications triphasées nécessitant peu de niveaux de tension où l'énergie stockée à l'étage intermédiaire peut être réduite. Elles permettent en général une conversion directe et sont avantageuses pour les applications avec échange de puissance active, lorsqu'une isolation galvanique n'est pas nécessaire entre les sources échangeant de la puissance. Les structures modulaires sont très avantageuses pour les applications monophasées sans apport de puissance active, et elles conviennent même pour les applications à forte tension et forte puissance, du fait de la présence des organes de stockage d'énergie (capacités flottantes ou inductances de liaison). Ce sont également des structures à privilégier pour les applications où il faut mettre en place une isolation galvanique à l'aide de transformateurs moyenne ou haute fréquence, typiquement à l'aide des topologies symétriques et asymétriques.

En conséquence, à travers le tableau 1-3 de comparaison du nombre de composants nécessaires selon les topologies, nous pouvons très clairement dégager deux choix technologiques en multiniveaux : soit une structure avec un nombre limité de niveaux avec l'utilisation de composants de forte tenue en tension, ou bien une autre structure avec un grand nombre de niveaux et des composants de tenue en tension relativement faible. Toutefois, cette comparaison ne donne pas d'avantage absolu à une certaine topologie, elle permet surtout de montrer que, en fonction des conditions de fonctionnement et du cahier des charges, il existe une multitude de façons de réaliser des convertisseurs d'énergie en MT. Il faut simplement bien préciser les contraintes et les performances que l'on cherche à atteindre. Par conséquent, nous devons mettre en évidence d'autres critères de comparaison, afin de bien choisir le type de topologie.

b. Analyse du coût

Le coût de fabrication fait partie des considérations primordiales dans le monde industriel. Nous ne chercherons guère à établir une étude marketing complète à cette occasion, mais plutôt de souligner la réalité et la raison pour lesquelles le choix de la topologie est tributaire des caractéristiques des composants dimensionnés et choisis.

Avant de commencer à étudier le coût de chaque topologie, nous allons d'abord nous familiariser avec un modèle de prix des composants, afin de connaître quels sont les composants qui permettent d'optimiser le rapport entre le prix et la gamme de tension/courant souhaité. A titre d'exemple, nous utilisons une table de coûts relatifs de composants IGBT fournie par la société INFINEON [ISLA], l'un des leaders de ce type de production.

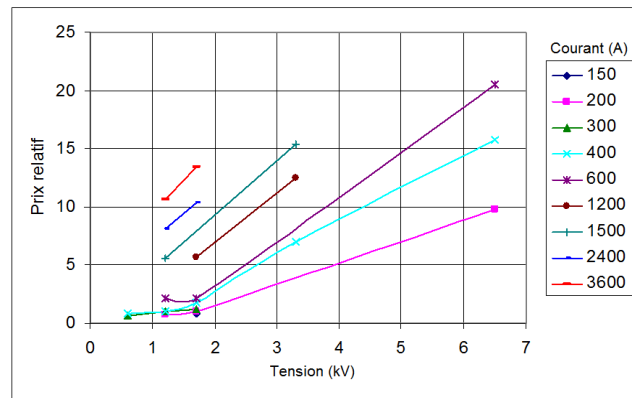
Nous ne prenons pas en compte le coût des composants passifs qui sont généralement réalisés sur spécification particulière dans le domaine de la moyenne tension et rend difficile une comparaison générale.

- Choix des composants en fonction du prix relatif

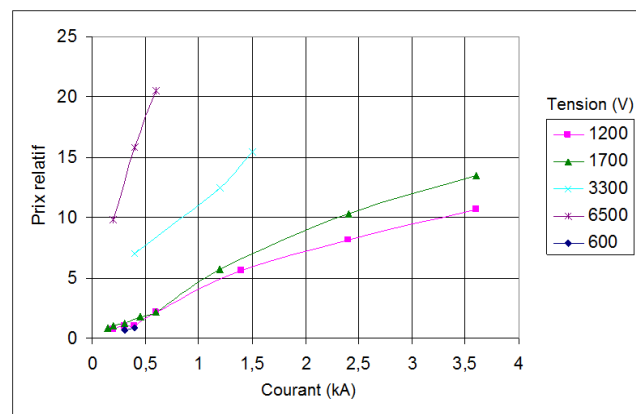
En prenant l'IGBT de calibres 1,7kV et 200A comme référence avec un coût égal à l'unité, la figure 1-35.a montré l'évolution du prix des composants selon les calibres de tension et de courant (voir la figure 1-35.b et c).

Tension (kV)	Courant (kA)	Prix relatif
0,6	0,4	0,81
0,6	0,3	0,61
1,2	3,6	10,63
1,2	2,4	8,11
1,2	1,4	5,64
1,2	0,6	2,12
1,2	0,4	1,03
1,2	0,3	1,06
1,2	0,2	0,77
1,7	3,6	13,46
1,7	2,4	10,34
1,7	1,2	5,67
1,7	0,6	2,18
1,7	0,45	1,74
1,7	0,3	1,22
1,7	0,2	1
1,7	0,15	0,86
3,3	1,5	15,43
3,3	1,2	12,47
3,3	0,4	7,02
6,5	0,6	20,5
6,5	0,4	15,78
6,5	0,2	9,84

a. Tableau des prix relatifs



b. Prix relatif selon le calibre en courant en fonction de la tension



c. Prix relatif selon le calibre en tension en fonction du courant

Figure 1-35. Prix relatif des IGBT

Nous constatons que les composants de faible calibre de tension offrent un large choix de calibre de courant, alors que la montée en tension des composants s'accompagne d'un nombre limité de possibilités. Pour un niveau de tension donné, le coût augmente quasi-linéairement selon le calibre de courant, alors qu'un gap notable est observé selon le niveau de tension. Cela est particulièrement visible sur la figure 1-36.c pour les calibres 1200V et 1700V constituant un domaine important d'IGBTs.

- Estimation du coût des convertisseurs

Comme on vient de le voir, le nombre de composants selon la topologie choisie peut être calculé en fonction du nombre de niveaux, tout en prenant en compte l'application ciblée. Mais avant de commencer, faisons des calculs préliminaires sur le choix des composants adaptés pour un nombre de niveaux donné. Notons que nous ne disposons que des prix relatifs des IGBT. L'estimation de coût ne

concernera donc que la partie active du convertisseur, sans nous préoccuper des diodes et des composants passifs, alors qu'ils représentent une part importante de volume et de coût.

On sait que l'amplitude de la tension de sortie d'une phase (tension simple) doit être, en pleine onde, inférieure à la moitié de la tension DC du bus :

$$V_{a,\max} < \frac{V_{dc}}{2} \quad (I.1)$$

Sachant que cette tension simple, en valeur efficace, est obtenue selon (I.2), avec U la tension composée, en supposant une modulation pleine onde.

$$V_a = \frac{U}{\sqrt{3}}, \quad (I.2)$$

On obtient ainsi la relation qui lie la tension du bus et la gamme de tension de l'application :

$$V_{a,\max} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U < \frac{V_{dc}}{2}, \text{ soit } V_{dc} > \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U \quad (I.3)$$

Les convertisseurs sont commandés par MLI et le fondamental d'un signal issu de la MLI est donné par :

$$V_f = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \quad (I.4)$$

Nous définissons alors, pour un moteur de tension nominale à 6,6kV, le ratio entre la tension DC et la tension composée par :

$$V_{dc} = \frac{2\sqrt{2}}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \sqrt{3}} U = 11975V \text{ soit } 12kV \quad (I.5)$$

Nous donnons alors le pas de tension selon le nombre de niveaux dans le tableau 1-4.

Nbr. Niveaux	3	4	5	6	7	10	11	15	16	29	30
Pas de tension (kV)	6	4	3	2,4	2	1,3	1,2	0,92	0,75	0,43	0,41

Tableau 1-4. Tableau du pas de tension en fonction du nombre de niveaux

Enfin, des surtensions peuvent aussi surgir aux bornes des IGBT, usuellement on se donne 30% de marge de sécurité. Par conséquent nous obtenons la tenue en tension assignée pour les IGBT dans le tableau 1-5.

Calibre nominal en tension (kV)	0,6	1,2	1,7	3,3	6,5
Tenue en tension assignée (kV)	0,42	0,84	1,2	2,3	4,6
Seuil du nombre de niveaux	30	16	11	6	4

Tableau 1-5. Tableau de la tenue en tension assignée des IGBT

On calcule ainsi le nombre de composants nécessaire pour une phase, en fonction du nombre seuil, à partir duquel l'IGBT d'un calibre donné est utilisable (tableau 1-7.a).

Cependant, avant de comparer le coût estimé de toutes les topologies, on fixe le courant de sortie I_a à 400A, avec lequel on dispose de tous les prix relatifs. La puissance apparente correspondant à notre application, soit le produit $\sqrt{3} \cdot I_a \cdot U$, vaut 4,6MVA. Nous notons par ailleurs que, à cause du parallélisme de la structure, on utilisera le prix relatif des composants de calibre en courant deux fois moindre pour les configurations modulaires MMC et PMC, et on fera de l'extrapolation pour avoir le prix correspondant aux composants choisis (tableau 1-6) :

- un ratio de 0,74 existe pour les IGBT de 1,2 et 1,7 kV entre les calibres 200A et 400A. On l'applique donc aux composants 600V, ce qui donne un prix relatif de 0,6.
- un ratio de 0,62 existe pour les IGBT 6,5 kV entre les calibres 400A et 200A. On l'applique donc aux composants 3,3kV, ce qui donne un prix relatif de 4,35.

Tension (kV)	Courant (kA)	Prix relatif	Ratio
0,6	0,4	0,81	-
0,6	0,2	0,6	-
1,2	0,4	1,03	1
1,2	0,2	0,77	0,75
1,7	0,4	1,74	1
1,7	0,2	1	0,74
3,3	0,4	7,02	-
3,3	0,2	4,35	-
6,5	0,4	15,78	1
6,5	0,2	9,84	0,62

Tableau 1-6. Tableau des prix relatifs des IGBT de 400A et 200A

Notons que, dans la configuration particulière de la topologie modulaire parallèle PMC, le choix de la structure peut être multiple. On prendra donc l'exemple de deux cellules multiniveaux identiques mises en parallèle et en entrelacement selon le principe de cette topologie. Dès lors le seuil du nombre de niveaux sera la somme de celui des deux cellules simples moins le dédoublement du potentiel neutre (tableau 1-7.b).

Toujours avec comme référence le prix unitaire du composant IGBT 1,7kV-200A, les tableaux 1-7.c et d montrent le coût relatif estimé de chaque topologie en fonction du nombre seuil de niveaux. Globalement les structures FC, MMC et CHB présentent le coût le plus faible, mais il faut savoir que le prix des composants passifs n'a pas été pris en compte. Cela est en effet le cas pour les condensateurs flottants des topologies FC et MMC, et aussi le cas du transformateur multi-secondaire pour la structure CHB, alors que la famille NPC et ANPC n'a que peu de besoin de ces composants.

Dans le tableau 1-7.c et d, on note que, parmi toutes les topologies présentées, les topologies FC et CHB enregistrent le coût relatif le plus faible, d'une valeur de 31, avec des IGBT 1,2kV-400A à 16 niveaux. Les structures MMC à 11 niveaux et PMC à 21 niveaux avec des IGBT 1,7kV-200A présentent le deuxième coût le plus faible à 40. En considérant la complexité structurelle de la famille de topologies multicellulaires, il sera difficile d'envisager de construire un prototype de variateur à 16 niveaux basé sur ces topologies.

En revanche, avec la famille modulaire, hormis la topologie CHB avec en entrée un transformateur que l'on cherche à éliminer avant tout, il est envisageable de proposer un convertisseur avec un grand nombre de niveaux. Avec la topologie MMC à 11 niveaux à base des IGBT 1,7kV-200A, le coût reste de l'ordre de celui des autres structures et, grâce à la modularité de sa structure, la conception du variateur pourrait être plus facile.

Au final, cette rapide étude sur le coût de fabrication des différents convertisseurs permet de mettre en lumière un autre aspect de chaque topologie, à savoir l'industrialisation, car la maîtrise du coût constitue souvent une contrainte bien plus importante que tout d'autre critère dans la conception d'un variateur de vitesse. Néanmoins, il faut être conscient que cette étude est basée sur des données parues dans un article scientifique [ISLA], alors que le prix des composants peut varier en fonction des volumes achetés par les industriels ainsi qu'avec l'évolution de leur maturité technologique.

Par conséquent, le résultat de ce paragraphe n'a pas vocation à être universel et risque d'être à tout moment bouleversé. Mais à titre indicatif, on retient que l'utilisation de 11 niveaux est un nombre intéressant et viable pour construire un variateur reposant sur la topologie MMC.

Topologie n niveaux	NPC/ANPC	FC	SMC	MMC	CHB
Nbr. Interrupteurs	$n(n-1)$	$2(n-1)$	$3(n-1)$	$4(n-1)$	$2(n-1)$
4 niveaux (6,5kV)	12	6	9	12	6
6 niveaux (3,3kV)	30	10	15	20	10
11 niveaux (1,7kV)	110	20	30	40	20
16 niveaux (1,2kV)	240	30	45	60	30
30 niveaux (0,6kV)	870	58	87	116	58

a. Nombre de composants selon le seuil

n niveaux	PMC
Nbr. Int.	$2*(n-1)$
7 niveaux (6,5kV)	12
11 niveaux (3,3kV)	20
21 niveaux (1,7kV)	40
31 niveaux (1,2kV)	60

b. Cas particulier de PMC

Topologie n niveaux	NPC/ANPC	FC	SMC	MMC	CHB
4 niveaux (6,5kV)	189	95	142	118	95
6 niveaux (3,3kV)	211	70	105	87	70
11 niveaux (1,7kV)	191	35	52	40	35
16 niveaux (1,2kV)	247	31	46	46	31
30 niveaux (0,6kV)	705	47	70	70	47

c. Coût relatif estimé selon le seuil

n niveaux	PMC
7 niveaux (6,5kV)	118
11 niveaux (3,3kV)	87
21 niveaux (1,7kV)	40
31 niveaux (1,2kV)	46

d. Cas particulier de PMC

Tableau 1-7. Nombre de composants et coût estimé selon le nombre de niveaux

II.C.3. Comparaison du rendement des différentes topologies

Dans cette section, nous allons nous intéresser au rendement qui est un autre critère de comparaison significatif des topologies. Nous nous concentrerons sur le mode de fonctionnement onduleur du convertisseur.

a. Modélisation des pertes auxiliaires

Tout d'abord on rappelle que les pertes auxiliaires dans les composants passifs et dans les systèmes périphériques peuvent être énumérées selon [RIZE] :

- Les pertes « cuivre » dans les matériaux conducteurs, liées à l'effet de peau, modélisées par (I.6), avec R_{Cu2,F_d} la résistance équivalente à 2 niveaux, F_d la fréquence de commutation, f la fréquence de l'ondulation, I_{eff} le courant efficace et n le nombre de niveaux.

$$P_{Cu n, f} = R_{Cu 2, F_d} \cdot \left(\frac{F_d}{f} \right)^{\frac{3}{4}} \cdot \left(\frac{2}{n} \right)^{\frac{3}{4}} \cdot I_{eff}^2 \quad (I.6)$$

- Les pertes « fer » dans les matériaux magnétiques en présence d'un champ sinusoïdal (inductances parasites ou pas, transformateurs), liées à l'effet magnétique du champ d'induction, modélisé par (I.7), avec B l'amplitude du champ d'induction, k_s , α_s et β_s les paramètres de matériaux selon la loi de Steinmetz [STEI].

$$P_{Fe n, f} = P_{Fe 2, F_d} \cdot \left(\frac{F_d}{f} \right)^{\frac{3}{4} - \alpha_s} \cdot \left(\frac{2}{n} \right)^{\frac{3}{4}} \cdot I_{eff}^2 \text{ où } P_{Fe 2, F_d} = k_s \cdot f^{\alpha_s} \cdot B^{\beta_s} \quad (I.7)$$

- Les pertes liées aux protections modélisées par (I.8) avec I_{moy} le courant moyen, V_{CM} la tension assignée (la tension maximale du réseau électrique qu'il protège) et R_{CM} la résistance interne de l'organe de protection.

$$P_{CM} = V_{CM} \cdot I_{moy} + R_{CM} \cdot I_{eff}^2 \quad (I.8)$$

- Les pertes dues au refroidissement modélisées par (I.9), avec η_Q le rendement et P_T la puissance transmise au refroidisseur.

$$P_Q = \eta_Q \cdot P_T \quad (I.9)$$

- Les consommations de la commande rapprochée modélisées par (I.10), avec N_T le nombre de composants par phase, C le nombre de convertisseurs en parallèle et p_{CR} la perte typique d'une commande rapprochée.

$$P_{CR} = 3 \cdot C \cdot N_T \cdot p_{CR} \quad (I.10)$$

Comme dans les paragraphes précédents, par la suite nous ne traitons que des pertes dans les composants actifs, afin de faciliter les comparaisons entre les différentes topologies [RIZE].

b. Caractérisation des pertes dans les composants actifs

Concernant les composants actifs de puissance, deux types de pertes existent, les pertes en conduction et les pertes en commutation. Nous nous appuyons sur le formalisme développé dans la thèse de C. Rizet [RIZE]. Le calcul des pertes est effectué pour un régime permanent établi en supposant la température des semi-conducteurs égale à la valeur maximale admissible pour les IGBTs [INF3], soit à 125°C.

- Pertes en conduction

La caractéristique en conduction d'un IGBT étant de type seuil, seule les composantes continues contribuent aux pertes, voir la figure 1-36. D'une part, la caractéristique de la chute de tension à l'état passant $V_{ce,sat}$ en fonction du courant présente un seuil ; d'autre part, une pente correspondant à l'inverse de la résistance dynamique R_d peut être considérée comme constante, lors que le courant devient assez important, de sorte que la tension collecteur-émetteur V_{ce} soit loin de la tension seuil.

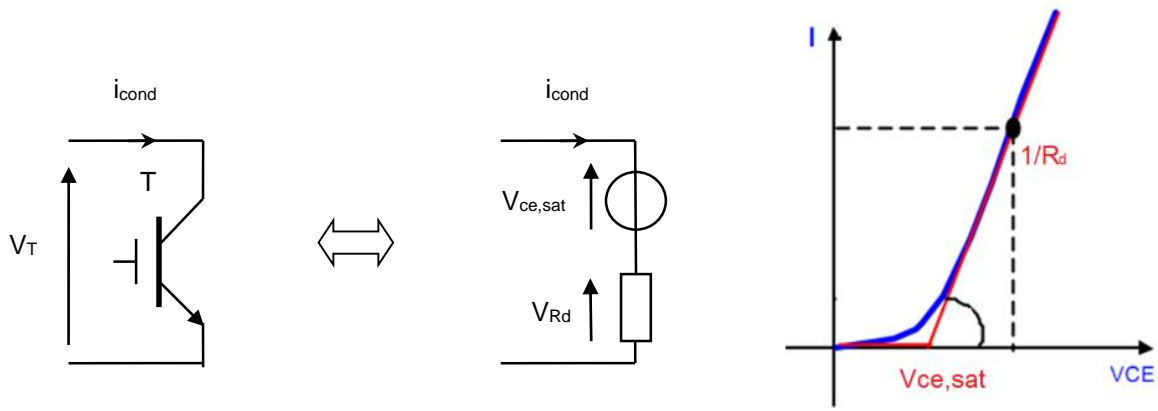


Figure 1-36. Schéma équivalent de l'IGBT en conduction

En supposant que les caractéristiques statiques soient les mêmes pour les IGBTs, les pertes par conduction instantanées d'un composant se calculent par (I.12), avec i_{cond} courant « conduit », le courant instantané circulant dans l'interrupteur. Le même calcul peut s'appliquer aux diodes.

$$p_{cond} = v_T \cdot i_{cond} = V_{ce,sat} \cdot i_{cond} + v_{Rd} \cdot i_{cond} \quad (I.11)$$

$$p_{cond} = V_{ce,sat} \cdot i_{cond} + R_d \cdot i_{cond}^2 \quad (I.12)$$

Comme les paramètres sont invariants dans le temps, nous obtenons l'expression de la puissance moyenne en l'intégrant à l'échelle de temps d'une période de découpage $1/F_d$:

$$p_{cond,Fd} = F_d \int_{1/F_d} (V_{ce,sat} \cdot i_{cond} + R_d \cdot i_{cond}^2) dt \quad (I.13)$$

$$p_{cond,Fd} = V_{ce,sat} \cdot F_d \int_{1/F_d} i_{cond} dt + R_d \cdot F_d \int_{1/F_d} i_{cond}^2 dt \quad (I.14)$$

$$p_{cond,Fd} = V_{ce,sat} \cdot i_{cond,moy,Fd} + R_d \cdot i_{cond,eff,Fd}^2 \quad (I.15)$$

- Pertes en commutation

Les commutations dans les composants actifs ne sont pas instantanées, ce qui implique une dissipation à chaque changement d'état de ces derniers (la figure 1-37). On parle alors de pertes par commutation. Les pertes à l'amorçage et au blocage sont respectivement notées E_{on} et E_{off} . Dans le cas de la diode, l'évacuation des charges stockées entraîne un courant dit « de recouvrement » correspondant à l'énergie de recouvrement E_{rr} sur la figure 1-37.b en haut.

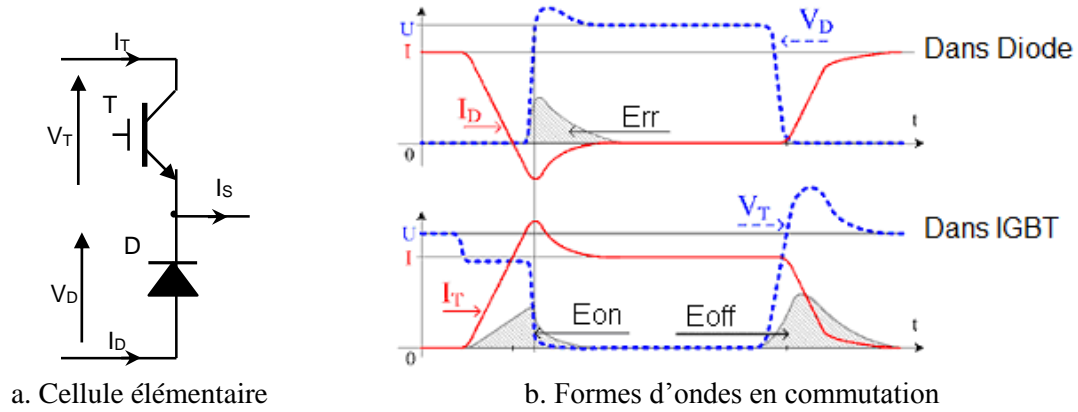


Figure 1-37. Schéma d'une cellule élémentaire en commutation et formes d'ondes de courant et de tension dans ses composants

Le data sheet du constructeur [INF3] donne l'évolution de l'énergie perdue à chaque commutation en fonction du courant pour une tension donnée. Ce sont des courbes que nous pouvons approximer par des polynômes du 2nd ordre et en tirer les coefficients. Cela permettra de les additionner et de former une fonction unique sur l'énergie totale de commutation. Par conséquent, nous exprimerons l'énergie totale sur une période de commutation par (I.16), avec V_{com} et i_{com} respectivement la tension utilisée et le courant commutés du composant, $V_{ce,typ}$ la tension collecteur-émetteur utilisée durant les tests des données constructeurs, e_2 , e_1 et e_0 les coefficients d'énergie obtenus par approximation avec un polynôme de 2nd ordre [Annexe 1].

$$E_{com} = E_{on} + E_{off} + E_{rr} = (e_2 \cdot i_{com}^2 + e_1 \cdot i_{com} + e_0) \cdot \frac{V_{com}}{V_{ce,typ}} \quad (I.16)$$

Contrairement au cas des pertes en conduction, on obtient l'expression de la puissance moyenne des pertes en divisant (I.16) par la durée d'une période de découpage (I.17) où le calcul des pertes par commutation passe par la détermination du courant commuté instantané.

$$p_{com,Fd} = F_d \cdot E_{com} = F_d \cdot (e_2 \cdot i_{com}^2 + e_1 \cdot i_{com} + e_0) \cdot \frac{V_{com}}{V_{ce,typ}} \quad (I.17)$$

c. Impact de la commande MLI multiniveaux

Comme nous venons de voir, les pertes en conduction et en commutation se calculent par la connaissance du courant traversant le composant à chaque instant. Mais la difficulté principale d'un tel calcul dans les convertisseurs réside dans le caractère discontinu de la tension et du courant. Pour simplifier le calcul des pertes, [MASS] a démontré que lorsque le rapport entre fréquence de découpage et fréquence de modulation est supérieure à 10, l'expression des pertes se simplifie, et revient à découpler les deux dynamiques, c'est-à-dire à calculer les pertes à la fréquence de découpage en fonction du courant, puis intégrer ces pertes sur une période de modulation du courant.

Cette approche a été validée expérimentalement par [MEST]. Dans notre cas, nous sommes amenés à générer un signal à la fréquence maximale de 50Hz, alors que la fréquence de découpage des interrupteurs de puissance IGBT reste supérieure à 500 Hz, le ratio des fréquences est suffisant pour effectuer l'approximation.

Dès lors, en intégrant (I.15) et (I.17) sur une période de modulation, on obtient l'expression des pertes en conduction et en commutation par (I.18) et (I.19), où Γ est une constante exprimant l'état initial des interrupteurs et E_2 , E_1 et E_0 les coefficients de pertes par commutation après l'intégration sur une période de découpage.

$$P_{cond} = V_{ce,sat} \cdot i_{cond,moy} + R_d \cdot i_{cond,eff}^2 \quad (I.18)$$

$$P_{com} = F_d \cdot (E_2 \cdot i_{com,eff}^2 + E_1 \cdot i_{com,moy} + E_0 \cdot \Gamma) \cdot \frac{V_{com}}{V_{ce,typ}} \quad (I.19)$$

La figure 1-38 illustre la relation entre la commande MLI 5 niveaux, dont le pas de tension vaut $V_{dc}/4$, et les fonctions d'état des interrupteurs F_i correspondant à chaque cellule de commutation [RIZE].

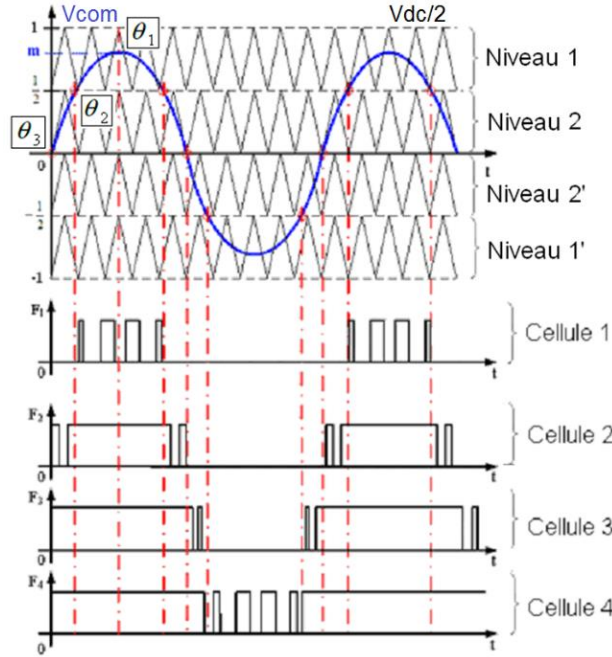


Figure 1-38. MLI 5 niveaux et fonctions d'état associées [RIZE]

La profondeur de modulation correspond au rapport entre la moitié de la tension du bus et l'amplitude de la tension modulante (la référence pour le signal de sortie), exprimée par (I.20). Elle permet de déterminer la position (exprimée dans la base angulaire en radian) de l'intersection (I.21) entre la tension modulante et les différents niveaux de tension, exprimée par (I.21), où $\theta_j \in [0; \pi/2]$ ou égale à $\pi/2$ s'il n'y a pas d'intersection, et j varie entre 1 et $(n+1)/2$ correspondant respectivement au potentiel le plus haut et le neutre.

$$m = \frac{V_{com}}{V_{dc}/2} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{mod}}{V_{dc}/2} \quad (I.20)$$

$$\theta_j = \sin^{-1} \left(\frac{1 - (j-1) \frac{2}{n-1}}{m} \right) \quad (I.21)$$

Le rapport cyclique multiniveaux est défini comme la valeur moyenne instantanée de la tension commutée sur une période de découpage. Il est compris entre 0 et 1 (pour les tensions normalisées) et résume les fonctions d'état de toutes les cellules selon la position angulaire χ et le nombre de niveaux n ($n > 3$). On l'exprime par la normalisation (par pas de tension) de la différence entre la tension modulante et sa partie entière vis-à-vis du niveau de tension (I.22) entre 0 et π , avec $E(x)$ la fonction partie entière :

$$\alpha(\chi, n) = \left(V_{\text{mod}}(\chi) - E \left(\frac{V_{\text{mod}}(\chi)}{\frac{V_{dc}}{(n-1)}} \right) \cdot \frac{V_{dc}}{(n-1)} \right) \cdot \frac{(n-1)}{V_{dc}} \quad (I.22)$$

On peut exprimer la tension modulante par :

$$V_{\text{mod}}(\chi) = m \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin(\chi) \quad (I.23)$$

En remplaçant V_{mod} exprimée par (I.23) dans (I.22), on obtient :

$$\alpha(\chi, n) = \left(m \cdot \frac{V_{dc}}{2} \cdot \sin(\chi) - E \left(\frac{m \cdot (n-1) \cdot \sin(\chi)}{2} \right) \cdot \frac{V_{dc}}{(n-1)} \right) \cdot \frac{(n-1)}{V_{dc}} \quad (I.24)$$

Ce qui donne enfin pour $n > 3$:

$$\begin{aligned} \alpha(\chi, n) &= m \cdot \frac{n-1}{2} \cdot \sin(\chi) - E \left(\frac{m \cdot (n-1) \cdot \sin(\chi)}{2} \right), \text{ si } \chi \in [0; \pi[\\ \text{et } \alpha(\chi, n) &= 1 + m \cdot \frac{n-1}{2} \cdot \sin(\chi) - E \left(\frac{m \cdot (n-1) \cdot \sin(\chi)}{2} \right), \text{ si } \chi \in [\pi; 2\pi[\end{aligned} \quad (I.25)$$

On peut alors visualiser l'évolution du rapport cyclique multiniveaux sur la figure 1-39, où il existe une corrélation entre les deux demi-périodes et le rapport cyclique selon le nombre de niveaux.

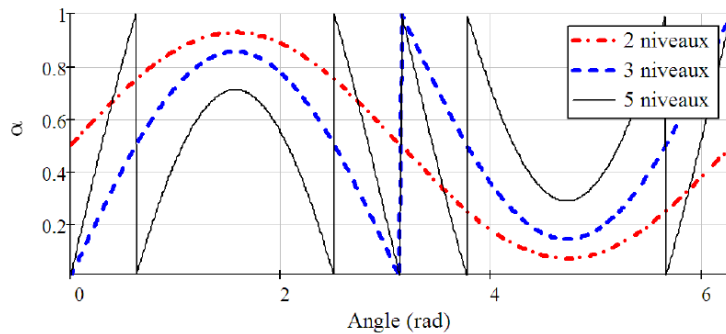


Figure 1-39. Evolution du rapport cyclique multiniveaux sur une période de modulation [RIZE]

d. Méthode de calcul des courants conduit et commuté

- Calcul du courant conduit

Afin de calculer le courant conduit, un exemple de fonctionnement de convertisseur à 5 niveaux (figure 1-40) permet d'illustrer le lien entre le rapport cyclique multiniveaux et la valeur instantanée moyenne du courant conduit, à l'aide de i_s , le courant de sortie instantané dans la charge. Nous y définissons d'abord l'angle de déphasage Φ entre tension et courant, et la séquence de conduction des cellules de commutation, avec laquelle le type de courant conduit se différencie par son signe. On peut alors les nommer courants actifs et réactifs, respectivement les courants de signe positif et négatif. Par exemple, pour le niveau 1 (figure 1-40.a) qui a la plus grande tenue en tension à l'état passant, où la référence se trouve entre $V_{dc}/2$ et $V_{dc}/4$, le courant conduit présente à la fois des valeurs négatives, correspondant au courant nommé 1R circulant dans l'interrupteur réactif commandé par $1-\alpha$, et des valeurs positives, correspondant au courant nommé 1A circulant dans l'interrupteur actif, commandé de la même manière que 1R, car ils sont au même niveau de tension. Ainsi découlent toutes les valeurs de courant conduit selon le déphasage et la séquence de conduction (figure 1-40.b).

Nous dressons le tableau 1-8 permettant de définir les valeurs moyenne et efficace du courant conduit en fonction de la situation pour tout convertisseur multiniveaux. De par la symétrie au chemin neutre (NA et NR) de la structure, nous ne prenons que l'exemple du demi-bras supérieur et du neutre actif (NA sur la figure 1-40.a), les valeurs du courant conduit s'alternent à chaque fois que l'on change de niveau de tension (θ_j) à partir du zéro au neutre actif, et avec les valeurs de rapport cyclique définies dans (I.25).

Angle [rad]	Courant conduit	Demi-bras supérieur + neutre actif				sinon
		$\theta_{j+1} < \chi < \theta_j$	$\theta_j < \chi < \theta_{j-1}$	$\pi - \theta_{j-1} < \chi < \pi - \theta_j$	$\pi - \theta_j < \chi < \pi - \theta_{j+1}$	
$\chi > \Phi$	$i_{cond,moy}^A$ $(i_{cond,eff}^A)^2$	$\alpha \cdot i_s$ $\alpha \cdot i_s^2$	$(1-\alpha) \cdot i_s$ $(1-\alpha) \cdot i_s^2$	$(1-\alpha) \cdot i_s$ $(1-\alpha) \cdot i_s^2$	$\alpha \cdot i_s$ $\alpha \cdot i_s^2$	0
$\chi < \Phi$	$i_{cond,moy}^R$ $(i_{cond,eff}^R)^2$	$\alpha \cdot i_s$ $\alpha \cdot i_s^2$	$(1-\alpha) \cdot i_s$ $(1-\alpha) \cdot i_s^2$	$(1-\alpha) \cdot i_s$ $(1-\alpha) \cdot i_s^2$	$\alpha \cdot i_s$ $\alpha \cdot i_s^2$	

Tableau 1-8. Tableau de correspondance pour les valeurs de courant conduit

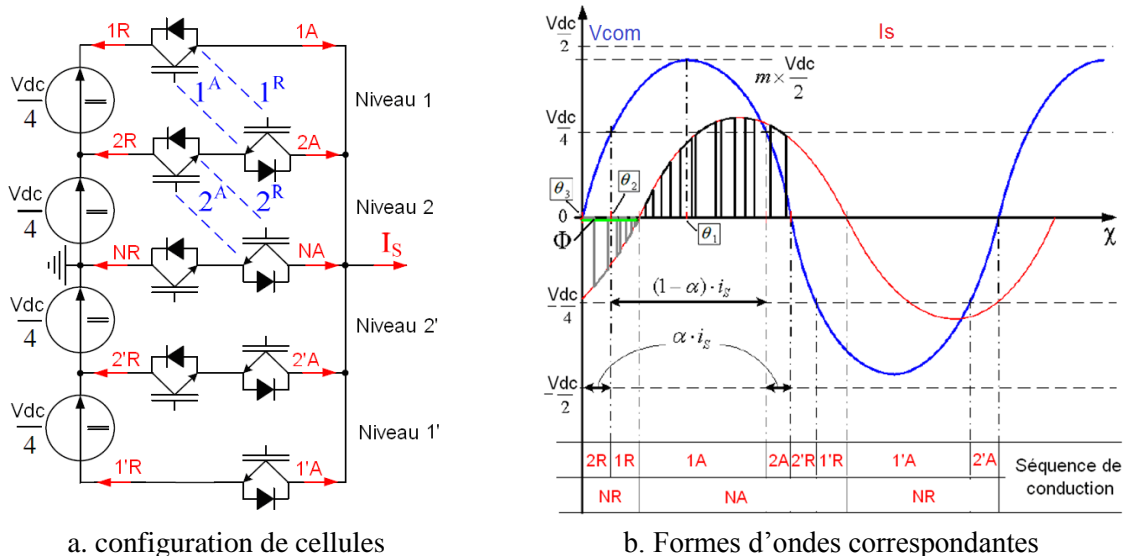


Figure 1-40. Courant conduit dans un convertisseur 5 niveaux [RIZE]

On observe qu'à chaque instant l'état du convertisseur est unique, où un seul niveau conduit. Ainsi pour calculer la somme des courants conduits, il suffit de l'intégrer sur l'ensemble de la période de modulation. Pour des raisons de symétrie, il suffit de n'observer qu'une demi-période avec le bras supérieur et le neutre actif pour en déduire aussi les valeurs pour le bras inférieur et le neutre réactif.

Dans le cas le plus simple d'un bras de convertisseur trois niveaux, formé par 2 niveaux de tension (1 et 1'), nous représentons la répartition du courant dans chaque niveau de tension sur la figure 1-41.

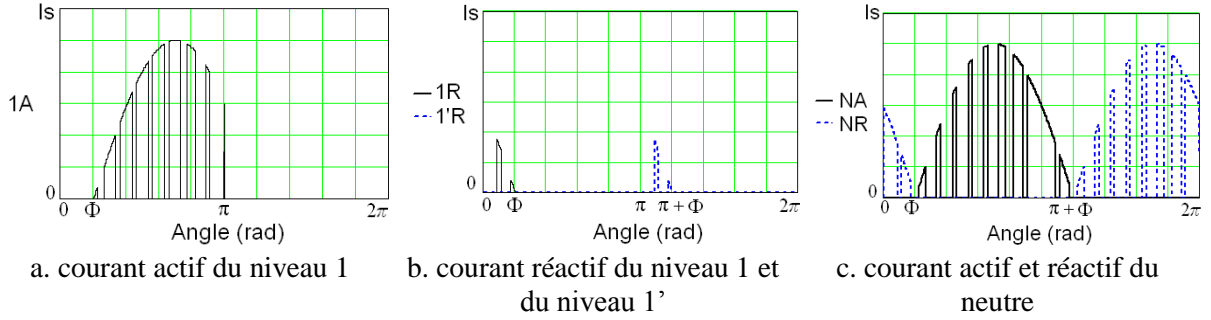


Figure 1-41. Répartition du courant conduit selon l'interrupteur

- Calcul du courant commuté

De même, pour le calcul du courant commuté, l'enveloppe du courant commuté instantané est en fait le courant de sortie instantané $i_s(\theta) = \sqrt{2}I_s \sin(\theta - \Phi)$. Les pertes par commutation pour un interrupteur entre les instants A et B peuvent donc se calculer selon (I.26).

$$\begin{aligned}
 P_{com} &= \frac{F_d}{2\pi} \cdot \left(e_2 \cdot \int_A^B i_s(\theta)^2 d\theta + e_1 \cdot \int_A^B i_s(\theta) d\theta + e_0 \cdot (B - A) \right) \cdot \frac{V_{com}}{V_{mod}} \quad (I.26) \\
 &= \frac{F_d}{2\pi} \cdot \left(e_2 \cdot \int_A^B 2I_s^2 \sin^2(\theta - \Phi) d\theta + e_1 \cdot \int_A^B \sqrt{2}I_s \sin(\theta - \Phi) d\theta + e_0 \cdot (B - A) \right) \cdot \frac{V_{com}}{V_{mod}} \\
 &= F_d \cdot \left(e_2 \cdot \frac{I_s^2}{2\pi} \left[B - A - \frac{\sin 2(B - \Phi) - \sin 2(A - \Phi)}{2} \right] + e_1 \cdot \frac{\sqrt{2}I_s}{2\pi} [\cos(A - \Phi) - \cos(B - \Phi)] + e_0 \cdot \frac{(B - A)}{2\pi} \right) \cdot \frac{V_{com}}{V_{mod}}
 \end{aligned}$$

Par identification entre (I.19) et (I.25), on en déduit alors les valeurs de courant commuté par :

$$\begin{aligned}
 i_{com,eff}^2 &= \frac{I_s^2}{2\pi} \left[B - A - \frac{\sin 2(B - \Phi) - \sin 2(A - \Phi)}{2} \right] \\
 i_{com,moy} &= \frac{\sqrt{2}I_s}{2\pi} [\cos(A - \Phi) - \cos(B - \Phi)] \quad (I.27) \\
 i_{com,cst} &= \Gamma = \frac{(B - A)}{2\pi}
 \end{aligned}$$

Dès lors, nous avons explicité l'expression de toutes les composantes nécessaires à la détermination des pertes. Nous allons traiter un cas d'étude simple, à savoir le convertisseur trois niveaux, afin de souligner la régularité de la méthode et de l'appliquer pour une structure de plus grand nombre de niveaux dans la section suivante. Ainsi on calcule successivement, selon la notation de la figure 1-41 et à l'aide du courant de sortie, les valeurs des courants conduit et commuté.

- Courant actif du niveau 1 (effectif entre Φ et π),

$$\begin{aligned}
 i_{cond,moy}^{1A} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\Phi}^{\pi} \alpha \cdot i_s d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\Phi}^{\pi} m \sin \theta \cdot \sqrt{2} I_s \sin(\theta - \Phi) d\theta \\
 &= \frac{m \cdot \sqrt{2} I_s}{4\pi} \int_{\Phi}^{\pi} [\cos(\Phi) - \cos(2\theta - \Phi)] d\theta \\
 &= \frac{\sqrt{2} I_s}{\pi} \cdot \frac{m}{4} [\sin \Phi + (\pi - \Phi) \cos \Phi]
 \end{aligned} \tag{I.28}$$

$$\begin{aligned}
 i_{cond,eff}^{1A2} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\Phi}^{\pi} \alpha \cdot i_s^2 d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\Phi}^{\pi} m \sin \theta \cdot 2 I_s^2 \sin^2(\theta - \Phi) d\theta \\
 &= \frac{m \cdot 2 I_s^2}{4\pi} \int_{\Phi}^{\pi} [\sin \theta - \sin \theta \cos(2(\theta - \Phi))] d\theta \\
 &= \frac{I_s^2}{\pi} \cdot \frac{m}{2} \left[1 + \frac{4}{3} \cos \Phi + \frac{1}{3} \cos 2\Phi \right]
 \end{aligned} \tag{I.29}$$

$$i_{com,moy}^{1A} = \frac{\sqrt{2} I_s}{2\pi} (1 + \cos \Phi) \tag{I.30}$$

$$i_{com,eff}^{1A2} = \frac{I_s^2}{2\pi} \left(\pi - \Phi + \frac{\sin 2\Phi}{2} \right) \tag{I.31}$$

$$\Gamma^{1A} = \frac{(\pi - \Phi)}{2\pi} \tag{I.32}$$

- Courant réactif du niveau 1 (effectif entre 0 et Φ),

$$\begin{aligned}
 i_{cond,moy}^{1R} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\Phi} \alpha \cdot i_s d\theta = \int_0^{\Phi} m \sin \theta \cdot \sqrt{2} I_s \sin(\theta - \Phi) d\theta \\
 &= \frac{\sqrt{2} I_s}{\pi} \cdot \frac{m}{4} [\sin \Phi - \Phi \cos \Phi]
 \end{aligned} \tag{I.33}$$

$$\begin{aligned}
 i_{cond,eff}^{1R2} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\Phi} \alpha \cdot i_s^2 d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\Phi} m \sin \theta \cdot 2 I_s^2 \sin^2(\theta - \Phi) d\theta \\
 &= \frac{m \cdot 2 I_s^2}{4\pi} \int_0^{\Phi} \left[\sin \theta - \frac{1}{2} (\sin(3\theta - 2\Phi) + \sin(2\Phi - \theta)) \right] d\theta \\
 &= \frac{I_s^2}{\pi} \cdot \frac{m}{2} \left[1 - \frac{4}{3} \cos \Phi + \frac{1}{3} \cos 2\Phi \right]
 \end{aligned} \tag{I.34}$$

$$i_{com,eff}^{1R2} = \frac{I_s^2}{2\pi} \left(\Phi - \frac{\sin 2\Phi}{2} \right) \tag{I.35}$$

$$i_{com,moy}^{1R} = \frac{\sqrt{2}I_s}{2\pi}(1 - \cos \Phi) \quad (I.36)$$

$$\Gamma^{1R} = \frac{\Phi}{2\pi} \quad (I.37)$$

- Pour le neutre actif (effectif entre Φ et $\pi + \Phi$),

$$\begin{aligned} i_{cond,moy}^{NA} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\Phi}^{\pi} (1 - \alpha) \cdot i_s d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi+\Phi} \alpha \cdot i_s d\theta \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} (1 - m \sin \theta) (I_s \sqrt{2} \sin(\theta - \Phi)) d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi+\varphi} (1 + m \sin \theta) (I_s \sqrt{2} \sin(\theta - \Phi)) d\theta \\ &= \frac{\sqrt{2}I_s}{\pi} \left[1 - \frac{m}{4} ((\pi - 2\Phi) \cos \Phi + 2 \sin \Phi) \right] \end{aligned} \quad (I.38)$$

$$\begin{aligned} i_{cond,eff}^{NA2} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\Phi}^{\pi} (1 - \alpha) \cdot i_s^2 d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi+\Phi} \alpha \cdot i_s^2 d\theta \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} (1 - m \sin \theta) (I_s \sqrt{2} \sin(\theta - \Phi))^2 d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi+\varphi} (1 + m \sin \theta) (I_s \sqrt{2} \sin(\theta - \Phi))^2 d\theta \\ &= \frac{I_s^2}{2} \left[1 - \frac{m}{\pi} \left(2 + \frac{2}{3} \cos 2\Phi \right) \right] \end{aligned} \quad (I.39)$$

$$i_{com,moy} = \frac{\sqrt{2}I_s}{2\pi} \quad (I.41)$$

$$i_{com,eff}^{1A2} = \frac{I_s^2}{2} \quad (I.40)$$

$$\Gamma = \frac{1}{2} \quad (I.42)$$

D'après ce qui précède, nous constatons une corrélation entre les courants actifs et réactifs, il suffit de faire le changement de variable de Φ à $\pi - \Phi$, afin de simplifier le calcul. En fonction de la topologie, nous appliquons les formulations de calcul des pertes (I.18) et (I.19) aux composants choisis avec leurs caractéristiques respectives. Comme par exemple, pour le niveau 1, on peut avoir différents composants le constituant, ainsi la somme totale des pertes nous donne les pertes totales en conduction et en commutation selon (I.43) et (I.44).

$$P_{cond}^1 = \sum_i \left[V_{ce,sat_i} \cdot (i_{cond,moy}^{1A} + i_{cond,moy}^{1R}) + R_{d_i} \cdot ((i_{cond,eff}^{1A})^2 + (i_{cond,eff}^{1R})^2) \right] \quad (I.43)$$

$$P_{com}^1 = F_d \cdot \sum_i \left(E_{2_i} \cdot ((i_{com,eff}^{1A})^2 + (i_{com,eff}^{1R})^2) + E_{1_i} \cdot (i_{com,moy}^{1A} + i_{com,moy}^{1R}) + E_{0_i} \cdot (\Gamma^{1A} + \Gamma^{1R}) \right) \cdot \frac{V_{com}}{V_{ce,typ}} \quad (I.44)$$

e. Application à une topologie avec un grand nombre de niveaux

Fort du formalisme établi dans la section précédente sur le calcul des pertes, nous pouvons alors l'appliquer à une topologie « générique », dénuée de tout composant passif et présentant les mêmes caractéristiques que les topologies conventionnelles, à savoir l'unicité de l'état de conduction et de commutation (nombre de composants actifs mis en série, séquence de fonctionnement), et l'invariance des paramètres en régime permanent établi. Par conséquent, nous supposons que toutes les structures multiniveaux ont le même rendement à un nombre de niveaux donné, car le nombre de composants actifs en état de conduction reste identique.

La philosophie de cette méthode se cache dans l'optimisation de l'utilisation des composants actifs, à la fois par rapport à leur tenue en tension et à la maximisation du courant admissible à travers la surface de silicium embarquée. Les premiers calculs du rendement ont été réalisés avec des composants IGBT3 correspondant à la 3^{ème} génération d'IGBT [Annexe 1]. De plus, avec les informations sur leur prix de la section I.C.2, cela nous permet de comparer facilement les différents facteurs affectant le choix d'une structure. La figure 1-42 illustre les résultats du calcul de rendement, défini classiquement par (I.45) avec P_a la puissance nominale absorbée par le convertisseur multiniveaux générique, en admettant uniquement les pertes dans les composants actifs.

$$\eta = 1 - \frac{\sum (P_{cond} + P_{com})}{P_a} \quad (I.45)$$

Pour chaque nombre de niveaux, nous avons tracé le rendement idéal en fonction du calibre en tension des composants et de la topologie sur la figure 1-42. Les résultats sont donnés d'une part pour les topologies multicellulaires et modulaires séries (MMC) comme présentées dans la classification au paragraphe I.C.1. Notons que pour réaliser un convertisseur PMC à 21 niveaux, il faut deux bras convertisseur à 11 niveaux mis en parallèle et fonctionnant en entrelacement. Cela revient à étudier une structure simple à 11 niveaux avec un courant de sortie plus faible. La condition de calcul est donnée avec une fréquence de découpage apparente à 5kHz, un facteur de puissance à 0,8, une tension de bus à 13,2kV et un courant de sortie à 220A.

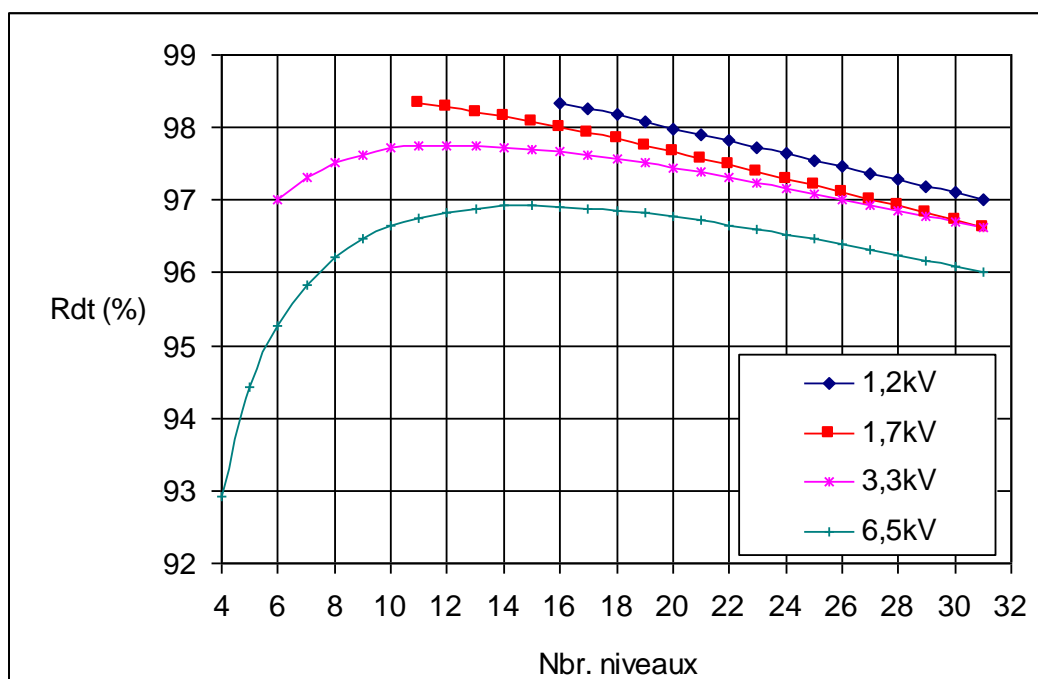


Figure 1-42. Rendement du convertisseur selon le choix des composants

Nous rappelons que le calcul a été fait pour une application de 6,6kV en tension composée et de 2MW en puissance active (paragraphe I.C.2.b). On fixe la fréquence de découpage apparente en sortie F_{da} à 5kHz (produit de la fréquence moyenne et du nombre de cellules en série) et le facteur de puissance F_p en sortie à 0,9. Le premier constat est qu'on peut atteindre un niveau de rendement très important, supérieur à 98% à partir du 11 niveaux, à l'aide de composants actifs de basse tension (0,6/1,2/1,7 kV) et avec une topologie adaptée, a fortiori les topologies MMC, hormis les ponts en H cascades en présence d'un transformateur.

Afin de mieux comprendre la forme de répartition des rendements calculés sur la figure 1-42, nous décomposons les pertes totales à la fois en pertes en commutation et en conduction pour les composants 1,7kV sur la figure 1-43. Nous mettons en évidence que la fréquence de découpage apparente et le nombre de niveaux influencent grandement les pertes dans les composants actifs. Les pertes en conduction sont indépendantes de la fréquence de découpage apparente, tandis que les pertes en commutation sont proportionnelles à cette fréquence.

Par ailleurs, les pertes en conduction correspondent à une fonction linéaire du nombre de niveaux, alors que les pertes en commutation semblent à une fonction hyperbolique. Ainsi, en fonction de ces deux paramètres, dans certain cas, notamment avec un grand nombre de niveaux, les pertes en conduction prédominent, dès lors le rendement a une forme linéaire. En revanche, avec un nombre faible de niveaux et une fréquence de découpage élevée, le rendement s'approche plus à une parabole.

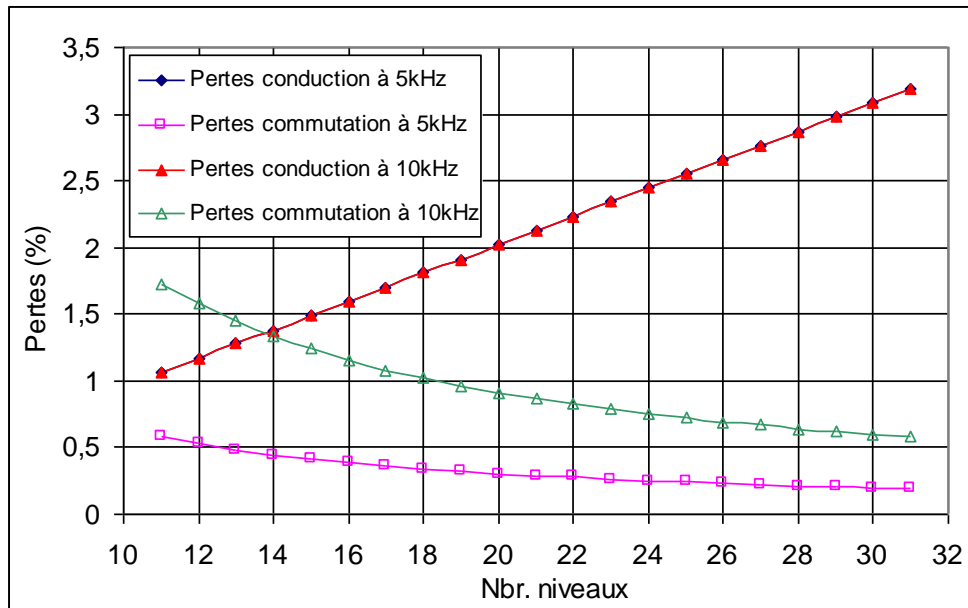


Figure 1-43. Pertes en conduction et en commutation en fonction du nombre de niveaux et de la fréquence de découpage apparentes.

Il mérite d'être souligné que la valeur des composants passifs étant inversement proportionnelle à la fréquence de découpage apparente F_{da} , exprimée par I.46 avec p_{cc} le nombre de cellules de commutation mises en parallèle. Il est tentant d'augmenter cette fréquence pour réduire la taille et le coût des composants passifs. L'utilisation de la méthode autorise un choix rapide du meilleur compromis sur le dimensionnement optimal.

$$L_f = \frac{V_{dc}}{n-1} \cdot \frac{1}{4 \cdot F_{da} \cdot \max \Delta i_s} \quad (I.46)$$

$$C_f = \frac{\max \Delta i_s}{4 \cdot p_{cc} \cdot F_{da} \cdot \max \Delta v_s}$$

Ces calculs facilitent l'analyse de l'impact du facteur de puissance sur l'amplitude des pertes et le nombre de niveaux. Au travers de l'exemple sur la figure 1-44, nous voyons nettement l'apport d'un accroissement du nombre de niveaux sur l'amélioration du rendement d'un convertisseur de puissance, en utilisant des composants à tenue de tension limitée.

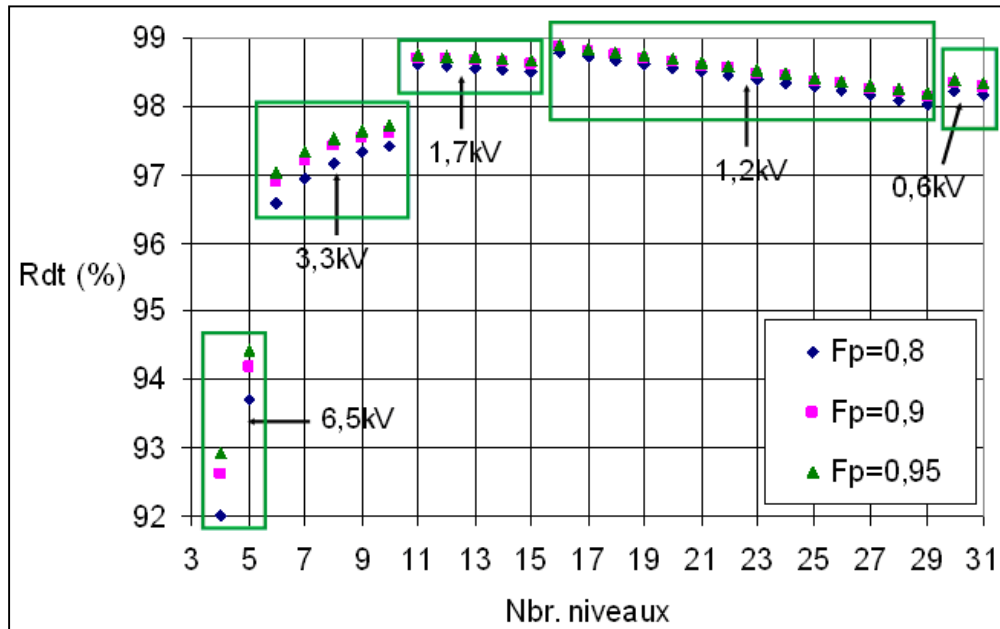


Figure 1-44. Évolution du rendement en fonction du facteur de puissance F_p .

Conclusion du chapitre I

A travers ce chapitre nous avons tenté de montrer que l'efficacité énergétique est un défi écologique, économique et politique. L'industrie est le plus gros consommateur d'énergie et a la responsabilité et l'obligation de s'engager dans la voie des économies d'énergie. Pour cela, différentes voies sont envisageables, parmi lesquelles, rendre toutes les machines électriques plus efficaces semblent être une bonne solution, car aujourd'hui encore plus de 2/3 de ces moteurs fonctionnent à vitesse fixe, notamment en moyenne tension, gisement important d'économie potentielle.

L'objectif de la présente thèse est de contribuer au progrès de l'application variation de vitesse ou VSD (Variable Speed Drive), qui permet de commander des moteurs à vitesse variable et ainsi de réduire drastiquement les pertes, jusqu'à 75% d'économie d'énergie [SE01]. En conséquence, nous avons rappelé les différentes topologies utilisables en variation de vitesse, ainsi que les semi-conducteurs utilisables dans le domaine de la moyenne tension.

Pour le fonctionnement en MT, nous avons observé qu'en utilisant un formalisme simple d'estimation des pertes dans les semi-conducteurs, il est avantageux de travailler avec un grand nombre de niveaux et, a fortiori, avec les topologies multiniveaux, en raison de la qualité des signaux, du rendement supérieur grâce à l'utilisation des composants actifs basse tension.

Afin de réaliser un prototype pouvant répondre à notre cahier des charges, la famille des topologies modulaires est la mieux adaptée. En effet, d'une part, l'analyse du rendement montre qu'un convertisseur à 11 niveaux à base de composants 1,7kV permet d'obtenir le minimum de pertes dans les semi-conducteurs, sans que le nombre de niveaux soit excessivement important à gérer. D'autre part, une topologie de type MMC apporte de la modularité et de la scalabilité à la réalisation sans nécessiter de transformateur d'adaptation de tension. C'est vers cette topologie que nous nous tournons pour la réalisation d'un prototype adapté à la variation de vitesse.

Dans les deux prochains chapitres, nous étudierons alors deux aspects fondamentaux du variateur de vitesse à base de la topologie MMC, à savoir la gestion thermique au niveau des modules de puissance et la commande de l'onduleur pour différentes gammes de vitesse.

Références du chapitre I

- [ABB1] ABB France, *Variateur de fréquence moyenne tension – ACS 2000*, catalogue, Rev.C, 2011.
- [ABB2] ABB, *ABB motors and drives – Sustainability guide n°1*, Rev.B EN, 23.1. 2009.
- [AIE] AIE, *Key World Energy Statistics*, www.iea.org, 2013.
- [AKA1] A. Nabae, H. Akagi, *A new neutral-point-clamped PWM inverter*, IEEE Transactions on Industry Applications, issue 5, pp 518-523, September 1981.
- [BRE1] Hans W. Becke, Carl. F. Wheatley. Jr., *Brevet américain, n° US4364073*. Washington. DC, U.S. Patent and Trademark Office, 1982.
- [BRE2] Jacques Chave, *Brevet européen, n° EP0422554*. Munich : European Patent Office, 1991.
- [ENE] Enerdata, *Scénario sous contrainte carbone : Quels enjeux industriels ?*, Novembre 2008.
- [FORN] B. de Fornel, *Commande par contrôle direct de couple*, Techniques de l'ingénieur D3623, Mai 2006.
- [GIEC] GIEC, *5^{ème} rapport du GIEC sur les changements climatiques et leurs évolutions futures*, www.ipcc.ch, octobre 2014.
- [IEC1] International Electronical Commission (IEC), *Adjustable speed electrical power drive systems – Part 4. General requirements*, IEC 61800-4, first edition, September 2002.
- [INF1] Z. Zhao, *IGBT4 chip & IGBT4 module – Market mainstream in future*, support et document technique n°39, Infineon, 2007.
- [INF2] A. Volke, M. Hornkamp, *IGBT Modules – Technologies, Driver and Application*, Seconde édition, publication par Infineon Technologies AG, 2012.
- [ISLA] Md. R. Islam, Y. Guo, J. G. Zhu, D. Dorrell, *Performance and Cost Comparison of NPC, FC and SCHB Multilevel Converter Topologies for High-Voltage Applications*, Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference, pp 1-6, 2011.
- [KOUR] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, W. Bin, J. Rodriguez, M. A. Perez, J. I. Leon, *Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.57, no.8, pp.2553-2580, 2010.
- [LERE] A. Leredde, *Etude, commande et mise en œuvre de nouvelles structures multiniveaux*, Thèse, LAPLACE – INP Toulouse, UPS n°5213, Novembre 2011.
- [MASS] B. Masserant, T. Stuart, *Experimental verification of calculated IGBT losses in PFCs*, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.32, no.3, pp.1154-1158, Juillet 1996.
- [MEST] L.K. Mestha, P.D. Evans, *Analysis of on-state losses in PWM inverters*, IEEE Proceedings on Electric Power Applications, vol.136, no.4, pp.189-195, Juillet 1989.
- [PENG] F.Z. Peng, *A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing*, IEEE Transactions on Industry Applications, pp 611–618, March-April 2001.

- [RIZE] C. Rizet, *Amélioration du rendement des alimentations sans interruption*, thèse, G2Elab – EEATS – Université de Grenoble, tel-00651973, version 1 – 14 Dec 2011.
- [RUF1] A. Rufer, *Les onduleurs multiniveaux : évolution de la recherche et applications futures*, Bulletin SEV/VSE, Mars 2006.
- [SE01] Schneider Electric, *Le livre blanc de l'Efficacité énergétique*, Février 2011.
- [SE02] D. Clenet, *Démarrateurs et variateurs de vitesse électronique*, Cahier technique n°208. Schneider Electric SAS. Novembre 2003
- [SE03] Schneider Electric Industries SAS, *Clean and compact MV drive – ATV 1200*, catalogue, DIA2ED1130611EN, 2013.
- [STEI] C.P. Steinmetz, *On the law of hysteresis* (AIEE Transactions, Vol 9, pp 3- 64, 1982), reprinted under the title «A Steinmetz contribution to the AC power revolution», introduction by J.E. Brittain in Proceedings of the IEEE 72, pp 196-221, 1984.
- [WUBI] B. Wu, *Current-Source Converter and Cycloconverter Topologies for Industrial Medium Voltage Drives*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 7, July 2008.

Chapitre II – Nouvelle architecture de module de puissance adaptée à la topologie MMC

Nous avons vu que, dans l'objectif de proposer un variateur de vitesse capable de fonctionner en moyenne tension avec des exigences en termes de rendement et de qualité de signaux en entrée et en sortie, une topologie multiniveaux avec un grand nombre de niveaux pouvait être la meilleure réponse technologique possible. En conséquence, la topologie MMC (Modular Multilevel Converter) semble être une structure bien adaptée pour réaliser un tel objet, en raison de sa modularité, de sa scalabilité pour s'adapter à la tension d'alimentation et de l'utilisation flexible des composants IGBTs qu'elle permet. En effet, les composants de calibre en tension inférieur à 1,7kV sont les meilleurs du point de vue coût et performance électrique.

Depuis son invention en 2001 [MARQ], de nombreux articles et thèses ont été consacrés à son déploiement pour le transport d'énergie en HVDC ([LES1, LES2]), puis en variation de vitesse [AKA2]. Pourtant, peu de variateurs industriels ont vu le jour et peu de solutions ont été retenues comme véritablement fonctionnelles pour être industrialisées. En effet, des difficultés techniques inhérentes à cette topologie empêchent sa généralisation dans l'application variation de vitesse. Ainsi, dans les chapitres II et III, nous allons mettre en lumière les problèmes de fonctionnement de la topologie MMC en tant qu'onduleur. Par la suite, nous tenterons de proposer des pistes possibles de solutions, afin de savoir dans quelle mesure cette structure pourrait être utilisée dans la variation de vitesse. Notons que certains aspects technologiques de la topologie MMC ont déjà été étudiés de long en large. Par conséquent, dans le cadre de cette thèse, nous ne traiterons pas de certaines questions telles que la méthode de modulation, le dimensionnement ou encore les applications en réseau électrique.

Dans le présent chapitre, nous nous intéressons à la question du management thermique des sous-modules, éléments constituant de la topologie MMC. Comme nous venons de voir dans le paragraphe I.B.1, pour des systèmes industriels en moyenne tension, la gamme de puissance est de l'ordre du mégawatt. Même en rendant le système de conversion le plus performant possible, les pertes à évacuer restent importantes. Il est donc nécessaire d'avoir une gestion thermique adaptée afin de permettre aux composants de travailler dans une gamme de température restant inférieure à la température de jonction maximale admissible et permettant d'obtenir une durée de vie suffisante.

Partant d'une configuration basique de la topologie MMC, à savoir le demi-pont connecté en parallèle avec un condensateur de puissance, nous allons d'abord mettre en avant le phénomène de dissipation thermique déséquilibrée au sein des semi-conducteurs. Ensuite, une solution technique sera proposée avec la conception d'un module de puissance. Enfin, nous présenterons la réalisation du module et vérifierons par simulations son comportement thermique et électrique.

II.A. Modèle thermique de la topologie MMC

Concernant la gestion thermique des SM (Sous-Modules) et des composants de puissance, la littérature est encore incomplète. Une étude analytique détaillée de la répartition des pertes au sein de chaque semi-conducteur sera donc proposée. Bien qu'elle soit effectuée avec une configuration basique et la plus courante de sous-module, le phénomène de déséquilibre thermique au cœur du SM lors d'un fonctionnement normal sera bien mis en lumière. Une série de simulations thermiques permettront d'illustrer ce propos et d'entrevoir des solutions d'amélioration possibles.

II.A.1. Modèle des courants spécifiques

A partir des études de rendement sur les différentes topologies présentées dans la section I.C.3, nous avons pu tirer une première conclusion concernant le rapport entre le nombre de niveaux et le rendement. Cependant, cette analyse n'est basée que sur une topologie générique, c'est-à-dire que nous avons volontairement négligé la spécificité de certaines topologies en ne considérant que la tendance asymptotique de leur rendement. Par exemple, dans le cas particulier de la topologie MMC, même si son rendement se rapproche de celle de la topologie FC du fait de leur similitude de séquences de conduction, nous avons pu constater que les courants internes en MMC présentent bien des singularités qui modifient les résultats initiaux. La méthode de calcul des pertes proposée dans la section I.C.3 sera donc adaptée à la particularité de la topologie MMC.

a. Distribution des courants internes

La figure 2-1 illustre un convertisseur basé sur la topologie MMC avec n SM par demi-bras. Ainsi, l'onduleur peut générer $n+1$ niveaux de tension en sortie par rapport à la référence au point neutre. En particulier, la tension moyenne aux bornes du condensateur dans chaque sous-module V_c est égale à V_{dc}/n , où V_{dc} est la tension du bus continu. Quant à la tension régissant chaque semi-conducteur, elle est liée à la tension du condensateur. Dès lors, il sera crucial de bien contrôler la tension de tous ces condensateurs pour qu'il n'y ait pas de variation brusque de tension aux bornes des composants actifs, et que la tension de fonctionnement soit bien inférieure à leur calibre en tension. Cette problématique sera traitée ultérieurement.

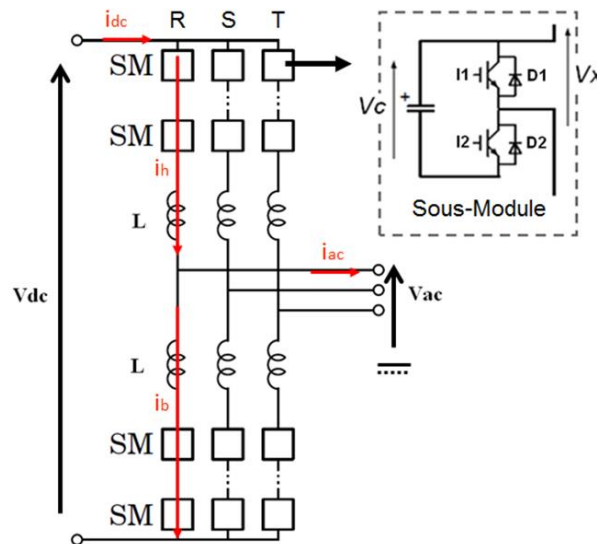


Figure 2-1. Schéma de la topologie MMC et de la configuration basique d'un sous-module

Notons également que, sur la figure 2-1, L représente l'inductance du bras, à travers laquelle les courants internes d'un bras d'onduleur sont symbolisés par i_h et i_b correspondant respectivement aux demi-bras en haut et en bas. Par ailleurs, au sein de chaque sous-module, constitué d'un demi-pont, les

composants actifs sont notés respectivement I_1 et I_2 pour les IGBTs et D_1 et D_2 pour les diodes anti-parallèles, et V_x désigne la tension modulée en sortie de chaque sous-module. Le modèle mathématique de la topologie MMC a déjà été étudié en profondeur par exemple dans [LES2], [SOL1], [KOUR] et [ALLE]. Les courants internes dans chaque phase s'expriment de façon générale selon (II.1), en considérant que tous les composants sont symétriques, avec I_{dc} et i_{ac} respectivement les tensions continue et alternative. Nous notons ici que I_{ac} correspond à l'amplitude de i_{ac} , θ à la position angulaire et φ au déphasage entre tension et courant.

$$\begin{cases} i_h(\theta) = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{i_{ac}(\theta)}{2} = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{I_{ac}\sin(\theta-\varphi)}{2} \\ i_b(\theta) = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{i_{ac}(\theta)}{2} = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{I_{ac}\sin(\theta-\varphi)}{2} \end{cases} \quad (II.1)$$

On doit remarquer que, dans une formulation plus générale, des harmoniques supérieurs, notamment le courant d'harmonique de second ordre, sont présents dans les courants internes. Pourtant ils sont négligés ici. En effet, l'amplitude de ces derniers est impactée par le choix de la stratégie de contrôle et est en général petite par rapport aux amplitudes de la composante continue et du fondamental.

Contrairement à d'autres types de topologies multiniveaux plus classiques, l'allure des courants internes circulant dans chaque bras d'onduleur est différente. En effet, à cause de la présence de la composante continue $I_{dc}/3$ dans (II.1), la symétrie du courant n'existe plus entre les séquences positive et négative. Par conséquent, le calcul sur le rendement de la topologie MMC s'en trouve modifié. Afin d'illustrer notre propos, la figure 2-2.a présente la forme d'onde idéale du courant interne circulant dans les topologies autres que la topologie modulaire série, classifiées dans la section I.C.1. La figure 2-2.b montre la forme d'onde, spécifique à la topologie MMC, du courant interne d'un demi-bras, où ψ , le décalage angulaire, représente ainsi la dissymétrie entre séquence positive et séquence négative. En conséquence, par rapport aux autres types de topologies, cette différence de distribution de courants internes au sein de la topologie MMC induit une différence sur la méthode d'estimation des pertes dans chaque composant actif.

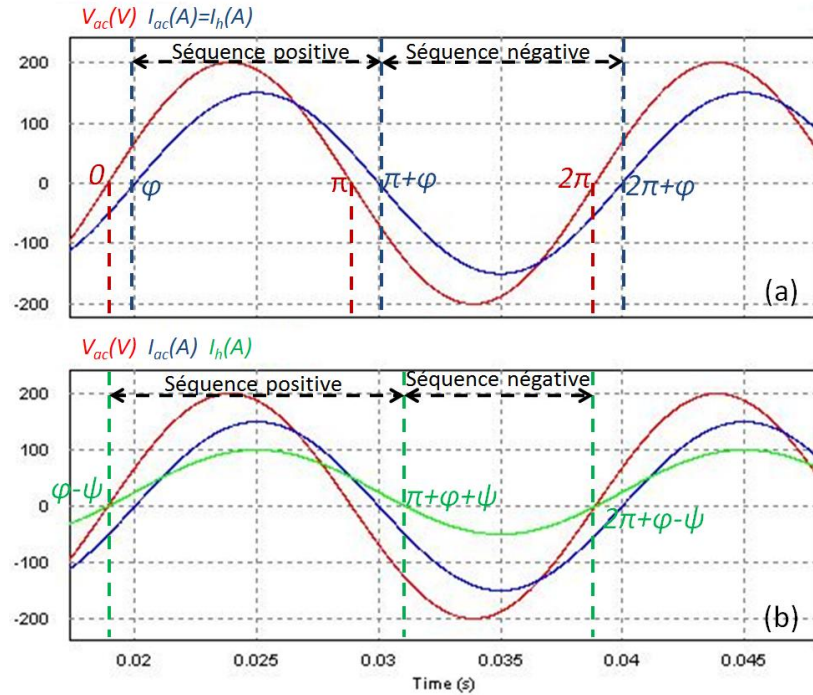


Figure 2-2. Comparaison des formes d'onde des courants internes (a) dans une topologie classique et (b) dans la topologie MMC

b. Calcul des courants spécifiques

Avec la méthode de calcul des pertes (I.18 et 19) préconisée dans la section I.C.3, nous devons d'abord déterminer l'expression des courants spécifiques liés aux mécanismes de conduction et de commutation. Pour rappel, dans le cas d'une cellule de commutation de la topologie FC (Flying Capacitor), l'expression des courants spécifiques peut être formulée dans le tableau 2-1, avec $A=\varphi$ et $B=\pi+\varphi$ les moments angulaires pour les séquences de conduction (voir la fig. 2-2.a). On remarque ici que, de par la symétrie de la structure et de la forme du courant, la connaissance seule du courant d'un seul demi-bras et de la séquence positive suffit à établir l'expression des courants spécifiques.

Notation	Nom	Formule	I1, I2	D1, D2
$i_{cond,moy}$	Courant conduit moyen	$\frac{1}{2\pi} \int_A^B \alpha(\theta) i_{ac}(\theta) d\theta$	$\frac{I_{ac}}{2\pi} \left[1 + \frac{m\pi}{4} \cos\varphi \right]$	$\frac{I_{ac}}{2\pi} \left[1 - \frac{m\pi}{4} \cos\varphi \right]$
$i_{cond,eff}^2$	Courant conduit efficace	$\frac{1}{2\pi} \int_A^B \alpha(\theta) I_{ac}^2(\theta) d\theta$	$I_{ac}^2 \left[\frac{1}{8} + \frac{m}{3\pi} \cos\varphi \right]$	$I_{ac}^2 \left[\frac{1}{8} - \frac{m}{3\pi} \cos\varphi \right]$
$i_{com,cst}$	Courant commuté constant	$\frac{1}{2\pi} \int_A^B 1 d\theta$		$\frac{1}{2}$
$i_{com,moy}$	Courant commuté moyen	$\frac{1}{2\pi} \int_A^B I_{ac}(\theta) d\theta$		$\frac{I_{ac}}{\pi}$
$i_{com,eff}^2$	Courant commuté efficace	$\frac{1}{2\pi} \int_A^B I_{ac}^2(\theta) d\theta$		$\frac{I_{ac}^2}{4}$

Tableau 2-1. Expression des courants spécifiques dans la topologie FC [RIZE] avec $A=\varphi$ et $B=\pi+\varphi$

Notons que nous avons choisi ici la topologie FC pour comparer avec la topologie MMC car, du point de vue de la méthode de modulation, elle s'approche le plus du fonctionnement des sous-modules de la topologie MMC [SOL1]. Ainsi, en termes de calculs, nous appliquerons la même expression du rapport cyclique α , à savoir celui de la méthode de modulation par PS-PWM (Phase-Shift-PWM, ou en Français MLI à décalage de phase) exprimée par (II.3), où m désigne l'index de modulation.

$$\alpha(\theta) = \frac{1+m\sin\theta}{2} \quad (\text{II.3})$$

Il s'en suit qu'on applique la même méthode aux courants internes dans la topologie MMC. Comme la forme d'onde de la distribution des courants internes dans les demi-bras est différente (voir fig. 2-2.b), le décalage angulaire ψ entraîné par la dissymétrie du courant peut être déterminé comme la solution de l'équation (II.4), illustré par la figure 2-3 au point angulaire $\theta=\varphi-\psi$.

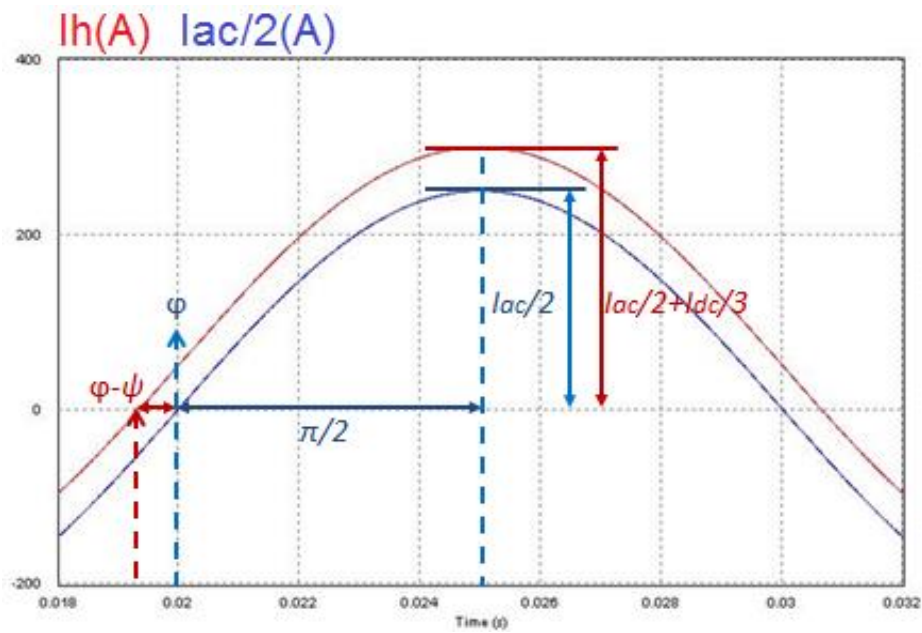
$$\frac{I_{dc}}{3} + \frac{I_{ac}\sin(\theta-\varphi)}{2} = 0 \quad (\text{II.4})$$

La solution peut alors être exprimée par :

$$\psi = a \sin\left(\frac{1}{k}\right) \quad (\text{II.5})$$

avec le rapport de courants défini par :

$$k = \frac{I_{ac}/2}{I_{dc}/3} \quad (\text{II.6})$$

Figure 2-3. Détermination du décalage angulaire ψ

Puis, en fonction de l'état de conduction de chaque semi-conducteur au sein d'un sous-module illustré par la figure 2-4, nous pouvons aisément retrouver les paramètres de fonctionnement dans le tableau 2-2, en prenant les mêmes notations que sur la figure 2-2.b. Pour obtenir l'expression des courants spécifiques, nous devons bien distinguer les séquences positive et négative du fait de la dissymétrie des courants internes.

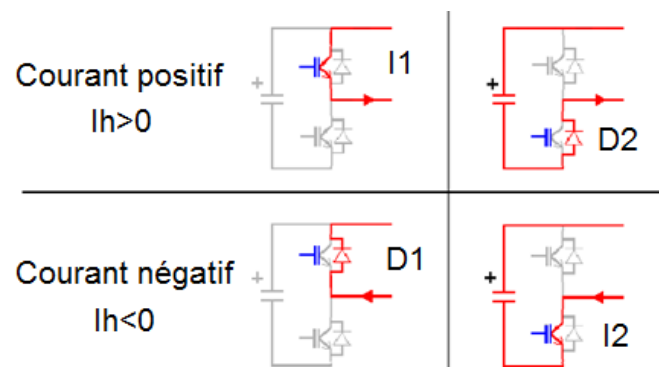


Figure 2-4. Etats de conduction de chaque semi-conducteur d'un sous-module

Séquence	Moments angulaires A et B	Rapport cyclique γ	
Positive	$A = \varphi - \psi$ $B = \pi + \varphi + \psi$	I1 : $\gamma = \alpha$	D2 : $\gamma = 1 - \alpha$
Négative	$A = \pi + \varphi + \psi$ $B = 2\pi + \varphi - \psi$	D1 : $\gamma = \alpha$	I2 : $\gamma = 1 - \alpha$

Tableau 2-2. Paramètres caractéristiques des états de fonctionnement d'un sous-module

Nous donnons d'abord l'expression intégrale des courants spécifiques dans le tableau 2-3 grâce à l'expression du courant interne (II.1) et aux paramètres caractéristiques de fonctionnement, puis l'expression développée dans le tableau 2-4.

Notation	$i_{cond,moy}$	i_{cond,eff^2}	$i_{com,cst}$	$i_{com,moy}$	i_{com,eff^2}
Formule	$\frac{1}{2\pi} \int_A^B \gamma(\theta) I_h(\theta) d\theta$	$\frac{1}{2\pi} \int_A^B \gamma(\theta) I_h^2(\theta) d\theta$	$\frac{1}{2\pi} \int_A^B 1 d\theta$	$\frac{1}{2\pi} \int_A^B I_h(\theta) d\theta$	$\frac{1}{2\pi} \int_A^B I_h^2(\theta) d\theta$

Tableau 2-3. Expression intégrale des courants spécifiques dans la topologie MMC

Séquence positive	I1	D2
$i_{cond,moy}$	$\frac{I_{ac}/2}{2\pi} \left[\cos\psi + \frac{m}{4} \cos\varphi(\pi + 2\psi - \sin 2\psi) + \frac{1}{2k}(\pi + 2\psi) + \frac{m}{k} \cos\varphi \cos\psi \right]$	$\frac{I_{ac}/2}{2\pi} \left[\cos\psi - \frac{m}{4} \cos\varphi(\pi + 2\psi - \sin 2\psi) + \frac{1}{2k}(\pi + 2\psi) - \frac{m}{k} \cos\varphi \cos\psi \right]$
i_{cond,eff^2}	$(I_{ac}/2)^2 \left[\frac{(\pi+2\psi-\sin 2\psi)}{8} + \frac{m}{3\pi} \cos\varphi \frac{1}{8} (9\cos\psi - \cos 3\psi) + \frac{2}{k} \left(\cos\psi + \frac{m}{4} \cos\varphi(\pi + 2\psi - \sin 2\psi) \right) + \frac{1}{k^2} \left(\frac{1}{2k}(\pi + 2\psi) + \frac{m}{k} \cos\varphi \cos\psi \right) \right]$	$(I_{ac}/2)^2 \left[\frac{(\pi+2\psi-\sin 2\psi)}{8} - \frac{m}{3\pi} \cos\varphi \frac{1}{8} (9\cos\psi - \cos 3\psi) + \frac{2}{k} \left(\cos\psi - \frac{m}{4} \cos\varphi(\pi + 2\psi - \sin 2\psi) \right) + \frac{1}{k^2} \left(\frac{1}{2k}(\pi + 2\psi) - \frac{m}{k} \cos\varphi \cos\psi \right) \right]$
$i_{com,cst}$	$\frac{1}{2} + \frac{\psi}{\pi}$	
$i_{com,moy}$	$\frac{I_{ac}/2}{\pi} \left[\cos\psi + \frac{1}{2k}(\pi + 2\psi) \right]$	
i_{com,eff^2}	$\frac{(I_{ac}/2)^2}{2\pi} \left[\frac{(\pi+2\psi-\sin 2\psi)}{2} + \frac{4}{k} \cos\psi + \frac{1}{k^2}(\pi + 2\psi) \right]$	
Séquence négative	D1	I2
$i_{cond,moy}$	$\frac{I_{ac}/2}{2\pi} \left[\cos\psi - \frac{m}{4} \cos\varphi(\pi - 2\psi + \sin 2\psi) + \frac{1}{2k}(\pi - 2\psi) - \frac{m}{k} \cos\varphi \cos\psi \right]$	$\frac{I_{ac}/2}{2\pi} \left[\cos\psi + \frac{m}{4} \cos\varphi(\pi - 2\psi + \sin 2\psi) + \frac{1}{2k}(\pi - 2\psi) + \frac{m}{k} \cos\varphi \cos\psi \right]$
i_{cond,eff^2}	$(I_{ac}/2)^2 \left[\frac{(\pi-2\psi+\sin 2\psi)}{8} - \frac{m}{3\pi} \cos\varphi \frac{1}{8} (9\cos\psi - \cos 3\psi) + \frac{2}{k} \left(\cos\psi - \frac{m}{4} \cos\varphi(\pi - 2\psi + \sin 2\psi) \right) + \frac{1}{k^2} \left(\frac{1}{2k}(\pi - 2\psi) - \frac{m}{k} \cos\varphi \cos\psi \right) \right]$	$(I_{ac}/2)^2 \left[\frac{(\pi-2\psi+\sin 2\psi)}{8} + \frac{m}{3\pi} \cos\varphi \frac{1}{8} (9\cos\psi - \cos 3\psi) + \frac{2}{k} \left(\cos\psi + \frac{m}{4} \cos\varphi(\pi - 2\psi + \sin 2\psi) \right) + \frac{1}{k^2} \left(\frac{1}{2k}(\pi - 2\psi) + \frac{m}{k} \cos\varphi \cos\psi \right) \right]$
$i_{com,cst}$	$\frac{1}{2} - \frac{\psi}{\pi}$	
$i_{com,moy}$	$\frac{I_{ac}/2}{\pi} \left[\cos\psi + \frac{1}{2k}(\pi - 2\psi) \right]$	
i_{com,eff^2}	$\frac{(I_{ac}/2)^2}{2\pi} \left[\frac{(\pi-2\psi+\sin 2\psi)}{2} + \frac{4}{k} \cos\psi + \frac{1}{k^2}(\pi - 2\psi) \right]$	

Tableau 2-4. Expression développée des courants spécifiques dans la topologie MMC

II.A.2. Analyse des pertes

Comme la topologie MMC présente un fort caractère modulaire, il suffit alors d'étudier un seul SM pour estimer l'ensemble des pertes du convertisseur. Dans cette perspective et à la suite des résultats présentés dans la section précédente, nous allons maintenant établir l'expression des pertes dans un SM de la topologie MMC.

a. Pertes dans un SM de la topologie MMC

Tout d'abord, nous définissons la condition de fonctionnement normal d'un convertisseur d'énergie basé sur la topologie MMC en faisant un bilan d'énergie suivant (II.7). Nous considérons que l'énergie d'entrée E_{dc} via le bus continu DC est transitée par le convertisseur E_{MMC} , puis distribuée en sortie dans la charge AC E_{ac} .

$$E_{dc} = E_{MMC} + E_{ac} \quad (\text{II.7})$$

En admettant η le rendement du convertisseur, nous obtenons :

$$\eta E_{dc} = E_{ac} \quad (\text{II.8})$$

Ensuite, en intégrant (II.8) sur une période d'oscillation du courant de sortie, nous obtenons le bilan de puissance selon :

$$\eta I_{dc} V_{dc} = \frac{3}{2} I_{ac} V_{ac} \cos \varphi \quad (\text{II.9})$$

De même, avec la définition de la profondeur de modulation (I.20), en assimilant la tension de commutation V_{com} à la tension AC on obtient :

$$m = \frac{V_{ac}}{V_{dc}/2} \quad (\text{II.10})$$

Ainsi (II.8) devient :

$$2\eta = \frac{I_{ac}/2}{I_{dc}/3} \cdot \frac{V_{ac}}{V_{dc}/2} \cdot \cos \varphi \quad (\text{II.11})$$

Avec (II.6), nous obtenons la condition de variation des paramètres du fonctionnement normal de la topologie MMC suivant :

$$2\eta = k \cdot m \cdot \cos \varphi \quad (\text{II.12})$$

Dès lors, nous pouvons choisir les points de fonctionnement normaux suivant (II.12). Ainsi, un point a été choisi arbitrairement et résumé dans le tableau 2-5. Remarquons alors que, pour obtenir une amplitude de courant AC de 150A avec de telles conditions, on devrait avoir en entrée un courant DC de 92A.

Puis, grâce à la documentation constructeur du module de puissance INFINEON FF300R17ME4 (1,7kV - 300A) [INF3], les paramètres des semi-conducteurs sont identifiés dans le tableau 2-6 par la méthode d'approximation à un polynôme du second ordre [Annexe 2].

Nom	Notation	Valeur
Rendement	η	98%
Rapport des courants	k	2,45
Profondeur de modulation	m	1
Facteur de puissance	$\cos\varphi$	0,8
Fréquence de découpage	F_d	1 kHz
Tension de commutation	V_{com}	1,2kV

Tableau 2-5. Condition de fonctionnement normal

Semi-conducteur	Notation	Valeur
IGBT4 I1, I2	$V_{ce,sat}$	0.92 V
	R_d	4.9e-3 Ω
	$V_{ce,typ}$	900 V
	E_0	16.2e-3 J
	E_1	0.386e-3 J.A
	E_2	0.608e-6 J.A ⁻²
EmCon3 Diode D1, D2	$V_{ce,sat}$	0.95 V
	R_d	3.2e-3 Ω
	$V_{ce,typ}$	900 V
	E_0	18.1e-3 J
	E_1	0.232e-3 J.A
	E_2	-0.183e-6 J.A ⁻²

Tableau 2-6. Identification des paramètres des semi-conducteurs

Avec l'expression des pertes en conduction (I.18) et en commutation (I.19) définie plus haut, cela nous permet de donner et de comparer les pertes dans un SM de la topologie MMC et dans une cellule de commutation de la topologie FC, dans les mêmes conditions de fonctionnement, dans le tableau 2-7. Certains constats peuvent être tirés de ce résultat préliminaire.

En premier lieu, comme la structure MMC présente deux demi-bras en parallèle dans un bras d'onduleur, l'hypothèse initiale est de considérer que les pertes générées dans un SM de la topologie MMC seraient très inférieures que dans une cellule de la topologie FC, car le courant interne y est de moitié. Ceci est en effet vrai si on ne tient pas compte du courant DC. Dans ce cas, les pertes dans un SM valent 46% des pertes dans une cellule de la structure FC.

Or, avec le point de fonctionnement choisi ($I_{dc}=92A$), les pertes dans un SM valent 83% des pertes dans une cellule FC alors que, pour réaliser un même nombre de niveaux, la topologie MMC a besoin de deux fois plus de composants semi-conducteurs. Autrement dit, en termes de pertes totales, la topologie MMC présente 166% de pertes en plus que la topologie FC avec un même nombre de niveaux. Le rendement théorique annoncé à la fin de la section I.C.3 était de 98,7% : avec la correction faite ici, ce rendement passe à 97,8%, ce qui reste malgré tout performant vis-à-vis des autres topologies.

Topologie	Semi-conducteur	Pertes en conduction [W]	Pertes en commutation [W]	Total [W]
MMC	I1	79	38	117 (40%)
	I2	72	27	99 (34%)
	D1	13	18	31 (11%)
	D2	17	27	44 (15%)
	Total	181 (68%)	110 (32%)	291 (100%)
MMC Sans I_{dc}	I1	29	25	54 (33%)
	I2	29	25	54 (33%)
	D1	8	19	27 (16,5%)
	D2	8	19	27 (16,5%)
	Total	74 (46%)	88 (54%)	162 (100%)
FC	I1	84	40	124 (35%)
	I2	84	40	124 (35%)
	D1	27	25	52 (15%)
	D2	27	25	52 (15%)
	Total	222 (61%)	130 (39%)	352 (100%)

Tableau 2-7. Comparaisons de pertes dans un SM entre les topologies MMC et FC

Une deuxième remarque mérite d'être soulignée : avec la présence d'une composante continue dans les courants internes, les pertes sont différentes entre les composants de même nature (IGBT ou diode). Dans l'exemple proposé, c'est l'IGBT I1 qui comporte la plus grosse part de chaleur générée au sein du SM, soit 40%. La dissipation thermique dans chaque puce d'un SM est toujours différente, ceci a été vérifié avec une étude paramétrique [Annexe 3], dont la condition de variation est établie selon (II.12), à tout point de fonctionnement possible de l'onduleur MMC.

b. Simulation thermique

A partir des résultats obtenus autour du point de fonctionnement nominal dans le tableau 2-7, un exemple de la distribution thermique au sein d'un SM est donné sur par la figure 2-8 (la méthode numérique utilisée et d'autres analyses plus approfondies seront présentées plus loin). Pour cette simulation, nous avons fixé la température ambiante à 50°C et le coefficient de transfert convectif du refroidisseur à 20 kW.m⁻².K⁻¹, de sorte que le point le plus chaud du système reste en-dessous de 120°C.

Ainsi, sur la figure 2-11, nous observons que le maximum de la température (environ 115°C) est localisé au sein de l'IGBT I1, alors que la température au sein des autres semi-conducteurs est bien inférieure. La topologie MMC engendre alors une difficulté supplémentaire pour la gestion thermique, car un système de refroidissement calibré sur la puce la plus chaude doit nécessairement être plus performant que dans le cas où les pertes sont identiques dans les composants de même type.

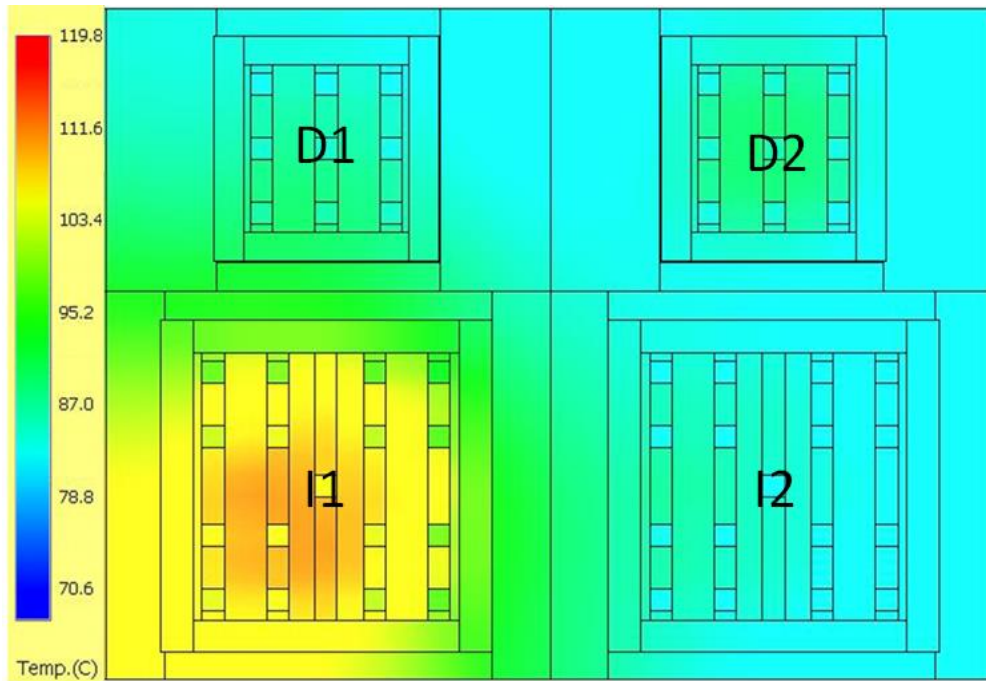


Figure 2-8. Simulation de la température des semi-conducteurs au sein d'un sous-module

Quand les flux de chaleur dissipés sont identiques dans un même type de puce, les constructeurs proposent généralement un positionnement alterné de ces composants (fig. 2-9), afin de compenser les contraintes thermo-mécaniques de manière planaire et améliorer ainsi la fiabilité. Dans le cas de la topologie MMC, cette propriété n'existe plus, ce qui implique que les modules conventionnels n'ont plus un fonctionnement optimal. Par la suite, nous proposerons donc un nouveau design d'architecture de module de puissance IGBT, plus adapté à ce type de situation.

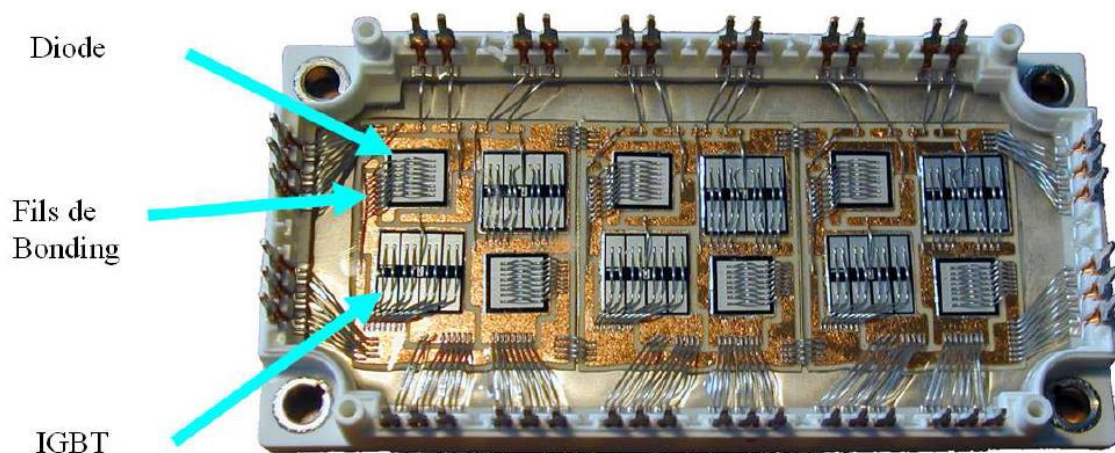


Figure 2-9. Design d'architecture du module IGBT ouvert (200A-600V) [INRE]

II.B. CLARA : un nouveau design de module de puissance pour le MMC

Comme nous l'avons déjà vu, l'électronique de puissance d'aujourd'hui s'inscrit dans un contexte environnemental où l'économie d'énergie est au centre des préoccupations. La recherche d'une structure de conversion vise à optimiser à la fois le rendement, la fiabilité et la qualité de l'énergie absorbée ou produite, tout en réduisant le volume et le poids. Cet effort ne saurait être satisfait sans une adaptation matérielle aux applications industrielles visées. C'est ce que nous rechercherons ici en proposant une nouvelle structure de module de puissance adaptée spécifiquement à la topologie MMC. Pour cela, nous nous appuyerons sur une technologie disponible sur la plateforme PRIMES de Tarbes.

II.B.1. La technologie de packaging 3D développée par PRIMES

a. Aspects généraux

L'encapsulation (ou le packaging) des composants d'électronique de puissance est aujourd'hui dominée par la mise en œuvre planaire, dans laquelle les liaisons électriques et thermiques en face arrière des puces semi-conductrices sont réalisées par une brasure et la liaison électrique en face avant par des fils de bonding. C'est ce qu'on appelle généralement les modules de puissance « 2D ». Comme l'illustre la figure 2-10, les modules sont construits autour d'un substrat isolant comprenant une couche de céramique, généralement en Al_2O_3 ou AlN , prise en sandwich entre deux métallisations en cuivre. Les puces sont brasées sur une face de ce substrat. Les connexions électriques sont réalisées par des fils de bonding sur la face supérieure de la puce et par la métallisation du substrat sur leur face arrière. Une semelle (souvent en cuivre, voire en AlSiC) de quelques millimètres d'épaisseur est brasée sur l'autre face du substrat. Cette semelle a pour rôle de diffuser la chaleur afin de faciliter le refroidissement du module. Elle est à son tour fixée sur un système de refroidissement utilisant l'air ou un liquide comme fluide caloporteur.

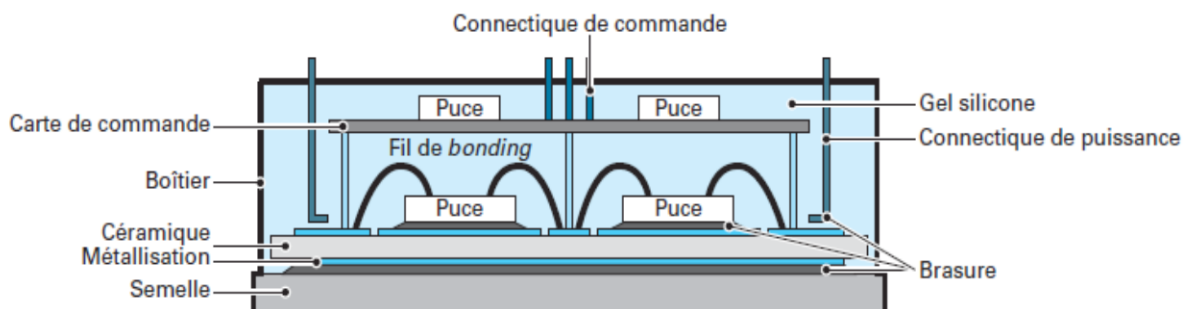
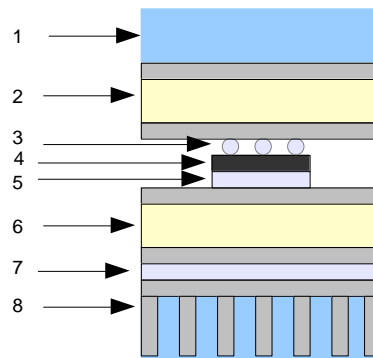


Figure 2-10. Module de puissance selon un modèle « 2D » classique

Le module à interconnexions par bumps est une technologie développée par la plateforme PRIMES, partenaire de Schneider Electric, anciennement connu sous le nom de PEARL et créé pour répondre aux contraintes ferroviaires d'ALSTOM Transport [PRI1]. Les fils de bonding sont remplacés par des « bumps » ou billes sphériques qui sont brasés sur les puces d'un côté et sur un second substrat de l'autre (voir la fig. 2-11).

Par conséquent, le composant semi-conducteur est refroidi par ses deux faces. L'interconnexion par bumps fait donc office à la fois de connexions électrique et thermique, et permet d'utiliser la face supérieure pour le routage électrique (voir la fig. 2-12). Le système de refroidissement étant plus efficace, il est possible d'optimiser l'utilisation des puces et d'en réduire le nombre. D'autre part, la réalisation d'un module plus compact que les réalisations traditionnelles des modules de

puissance, nous avons une réduction des inductances de câblage interne au module, ainsi une limitation des surtensions de commutation.



- 1 : Dissipateur sur la face supérieure (par ex. lame d'eau)
- 2 : Substrat DBC supérieur (cuivre + céramique en Nitrure d'aluminium + cuivre)
- 3 : Bumps+brasures
- 4 : Puce (IGBT ou Diode)
- 5 : Brasure puce sur substrat
- 6 : Substrat DBC inférieur (cuivre + céramique en nitrure d'aluminium + cuivre)
- 7 : Brasure Dissipateur / Substrat
- 8 : Dissipateur sur la face inférieure (par ex. radiateur à eau à ailettes)

Figure 2-11. Composition schématique d'un module 3D « PRIMES » [PRI1]

Il existe bien sûr d'autres types de technologies en packaging 3D, résumés dans [MENA] et [VLAD]. Nous nous focalisons ici sur la technologie des bumps en raison d'une collaboration entre l'industriel Schneider Electric et la plateforme PRIMES, mais aussi du fait que la solution de l'interconnexion par bumps a atteint un stade de maturité industrielle permettant une relative liberté de conception [VAGN], avec un niveau de fiabilité satisfaisant en termes de CEM (Compatibilité électromagnétique) [BATI] et de durabilité des matériaux [TARR].

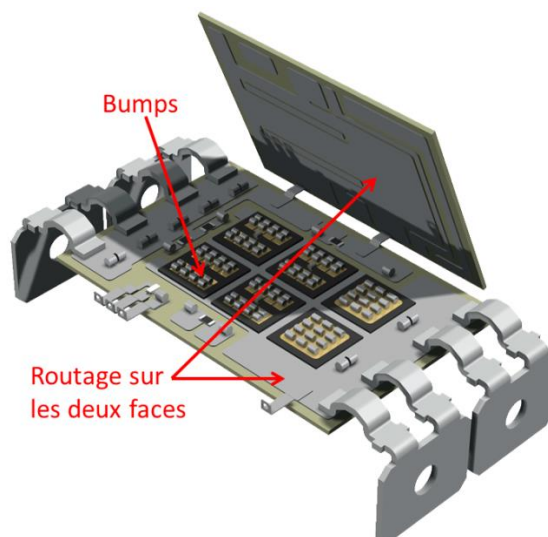
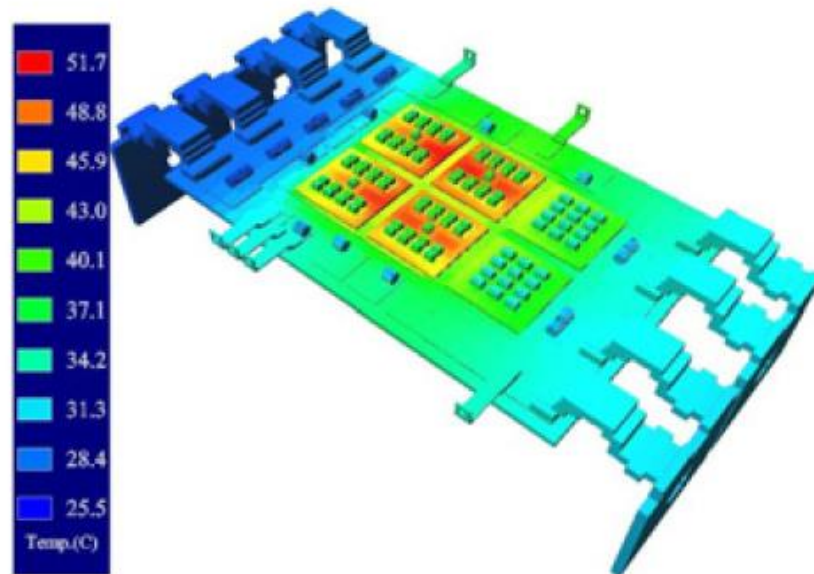


Figure 2-12. Exemple d'un module « 3D » à bumps développé par PRIMES [PRI1]

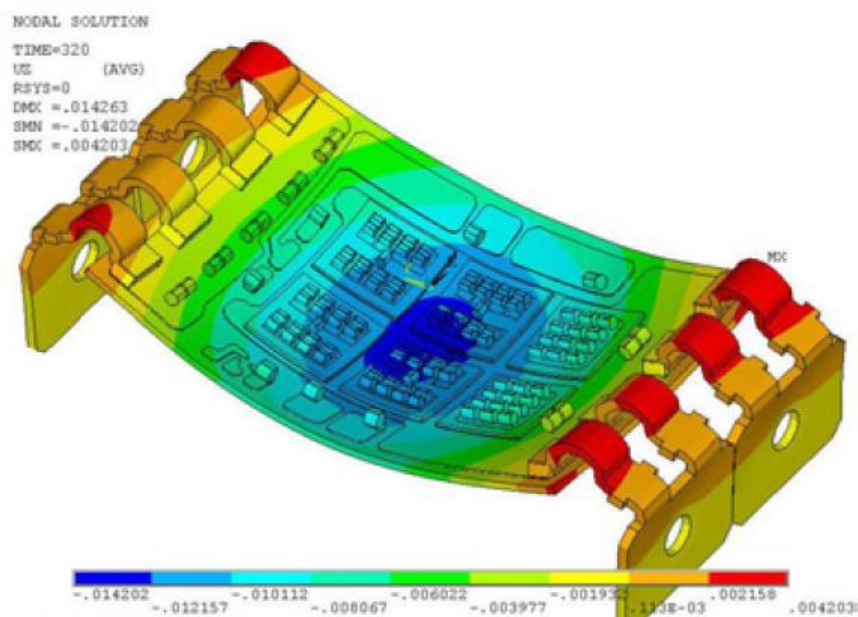
Rappelons-nous que, d'après les résultats de l'analyse thermique de la section A, nous cherchons une nouvelle architecture de module de puissance, plus adaptée au fonctionnement de l'onduleur MMC, à l'aide de l'interconnexion par bumps. Il sera alors impératif d'avoir une profonde connaissance de cette technologie, ainsi que des contraintes qu'elle implique dans son déploiement.

b. Considérations fiabilistes et techniques

D'après les modélisations multi-domaines et multi-physiques réalisées par [SOLO], les contraintes thermiques sur chaque puce pour un échauffement brutal et transitoire ont été étudiées et représentées (figure. 2-13.a), ainsi que des déformations tendancielle résultant des contraintes thermo-mécaniques (figure. 2-13.b). A partir de ces études, on détermine les points de stress maximum concernant les connectiques. De cette manière nous modifions et optimisons virtuellement le placement des bumps et des puces sur un modèle 3D, et nous recherchons la disposition réduisant le maximum de ces contraintes. A partir de cette méthode de prototypage virtuel, nous allons procéder à la conception d'une nouvelle architecture.



a. Répartition de température



b. Tendence de déformations

Figure 2-13. Exemples de modélisations des contraintes thermiques (a) et thermo-mécaniques (b) sur un module de -puissance élémentaire PRIMES lors d'une phase d'accélération [SOLO]

Par ailleurs, à partir des remarques de [VAGN] faites sur les technologies de packaging 3D, certaines difficultés techniques inhérentes à leur réalisation doivent être soulignées.

Les puces produites industriellement ne sont pas prévues pour être brasées en face avant, car leur métallisation, généralement à base d'aluminium, interdit une brasure directe. Il faut alors une préparation de cette face par pulvérisation ou évaporation suivie éventuellement d'une électrodéposition, afin qu'une nouvelle couche en argent ou or puis permettre l'accrochage de la brasure des bumps.

La prise de contact des brasures sur les faces avant des puces peut être un point de faiblesse de l'assemblage, ce qui constitue une des sources de défaillance des modules au cours de leur vieillissement. C'est notamment le cas pour les déformations importantes, illustrées par la figure 2-13.b, provoquées par de fortes contraintes thermo-mécaniques à haute température. En conséquence, une configuration symétrique de la structure du module permet de réduire voire compenser certains effets de déformation.

Enfin, pour la conception 3D, le package doit s'adapter à la géométrie des composants, en particulier à celle de la grille de la puce IGBT (voir fig. 2-14). Nous devons donc à la fois respecter les distances minimales de sécurité pour le dépôt des puces sur le substrat, et garder un écart entre les pistes de routage que nous allons détailler plus loin.

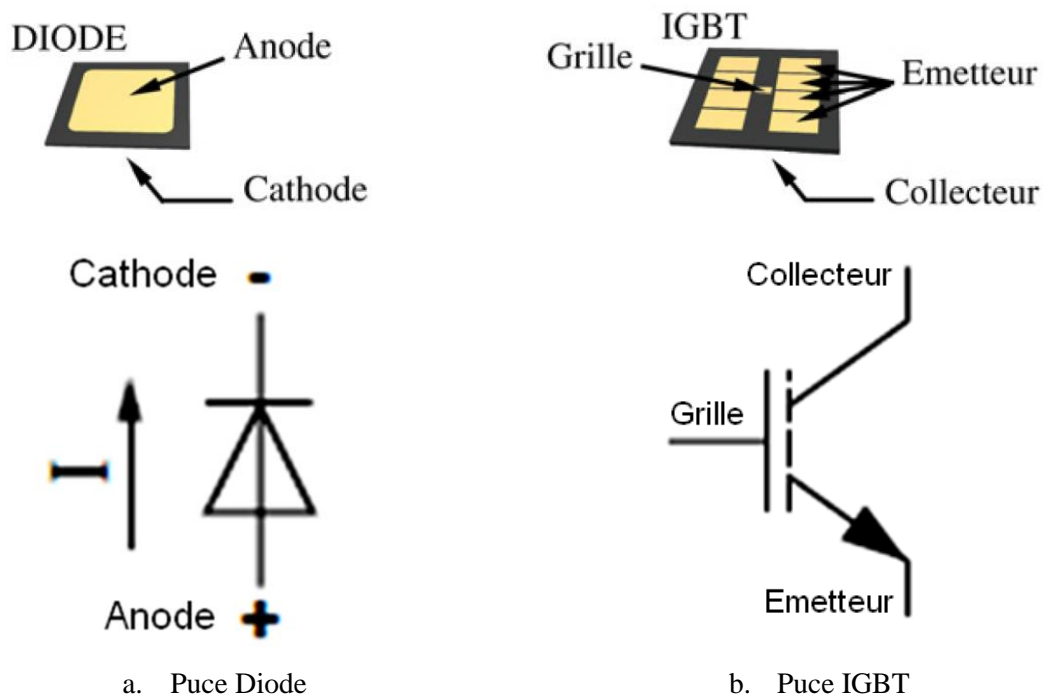


Figure 2-14. Détail des puces semi-conductrices diode et IGBT utilisées

A titre d'exemple, pour la réalisation de nos prototypes, nous avons choisi des puces Infineon IGBT SIGC128T170R3E (dimension 11,33x11,33mm² et épaisseur 190µm) et diode SIDC59D170H (dimension 7,7x7,7mm² et épaisseur 190µm), dont les calibres en tension et en courant sont respectivement de 1,7kV et de 100A.

II.B.2. Analyse thermique des modules 3D

Dans un premier temps, nous cherchons à établir un modèle thermique d'un module 3D « PRIMES » existant (voir fig. 2-12), afin d'entrevoir les pistes d'amélioration et de modification par rapport à nos objectifs. Dans cette partie, nous utiliserons la notion de résistance thermique R_{th} qui est reliée à la différence de température ΔT de part et d'autre d'un matériau homogène et isotrope et au flux thermique ϕ qui le traverse en régime stationnaire, sans terme source, par (II.13). Nous pouvons, grâce à cet outil, tracer un circuit électrique équivalent aux transferts de chaleur au sein d'un module 3D.

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{\phi} \quad (\text{II.13})$$

a. Modèle Analytique

Sur la figure. 2-15, les pertes thermiques produites par les puces se séparent en deux flux : un premier ϕ_{inf} s'écoulant dans la partie inférieure de l'empilement, et un second ϕ_{sup} s'écoulant dans la partie supérieure. Ainsi, un modèle de résistance thermique a été créé pour chaque élément constituant les empilements supérieur et inférieur par rapport à la puce (figure 2-11). Comme les résistances de tous les éléments présents sur les parties supérieures et inférieures sont en série, nous définissons les résistances supérieure R_{sup} et inférieure R_{inf} comme la somme des résistances en série et simplifier le schéma thermique équivalent du SM (voir fig. 2-15). Notons que, dans ce modèle, la température du fluide de refroidissement T_f est considérée comme uniforme le long de l'écoulement et égale à 50 °C, cette hypothèse est d'autant plus vraie que le débit du fluide est grand.

Nous définissons ici la température de jonction T_j comme la température maximale observée au centre des puces, ce qui n'est pas une définition classique, la température de jonction étant en général une température « moyenne » du composant semi-conducteur, ainsi nous admettons que la différence de température est négligeable et il n'y a pas de dissipation à l'intérieur de la puce. Enfin, dans ce modèle, le gel diélectrique qui comble les espaces autour des bumps n'est pas pris en compte, car sa conductivité thermique est de 100 à 1 000 fois inférieure à celle des autres matériaux du module [CORN].

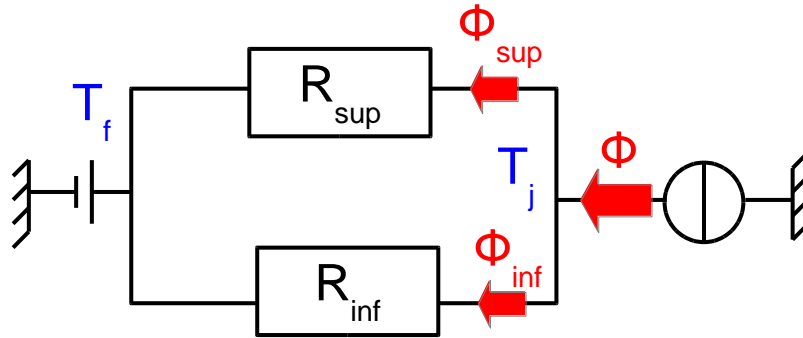


Figure 2-15 : Schéma électrique équivalent simplifié

Dans le cas d'un transfert de chaleur monodirectionnel dans une configuration cartésienne, la résistance thermique de chaque élément est évaluée par la formule (II.14) et acceptable pour des géométries planes et en régime stationnaire, avec e l'épaisseur du composant (selon la direction du flux de chaleur), λ la conductivité thermique du matériau et S la section de passage du flux de chaleur.

$$R_{th} = \frac{e}{\lambda S} \quad (\text{II.14})$$

La résistance thermique équivalente du module est ainsi obtenue selon (II.15) où la résistance thermique de l'ensemble du SM peut être jusqu'à deux fois plus petite que celle d'un refroidissement simple face (cas où $R_{inf}=R_{sup}$).

$$R_{eq} = \frac{T_j - T_f}{\phi} = \frac{R_{inf} \cdot R_{sup}}{R_{inf} + R_{sup}} \quad (II.15)$$

Cependant, l'utilisation d'un modèle électrique équivalent aux transferts de chaleur donne souvent des résultats très approximatifs, du fait de l'hypothèse monodimensionnelle des transferts. Il est par exemple difficile d'évaluer la section de passage du flux de chaleur S définie dans (II.14). Dans le cas où la surface du substrat est très grande devant la surface occupée par les puces, les régions les plus éloignées du point chaud participent peu voire pas du tout au transfert thermique. En effet, la chaleur s'évacue principalement par le chemin le plus court séparant la puce et le dissipateur, ce qui limite l'épanouissement latéral de la chaleur dans le substrat. On perçoit alors la difficulté de tenir compte des phénomènes 3D dans ce type d'assemblage car la notion de résistance thermique, très restrictive, suppose que la température est uniforme sur les surfaces des éléments ce qui n'est pas du tout le cas dans cette application. Par conséquent, pour obtenir une étude thermique assez précise et ainsi connaître les éléments du sous-module qui limitent le plus les transferts de chaleur, il est préférable de discrétiser les différents composants du SM. Cela peut être réalisé en utilisant un logiciel de simulations par éléments finis.

b. Simulation thermique

Le logiciel de simulation disponible à PRIMES pour effectuer cette étude est R3D. Il permet de construire la géométrie du système étudié et de simuler les phénomènes de conduction thermique, tandis que le transfert convectif est pris en compte en imposant des coefficients d'échange appliqué aux frontières du domaine considéré. Les simulations ont été réalisées par un stagiaire, M. Loïc Malgouyres, avec des indications sur le type de résolution numérique choisi et sur la sensibilité au maillage utilisé [MALG]. Comme ce logiciel ne prend pas en compte les formes sphériques, des parallélépipèdes sont utilisés pour simuler l'impact des bumps en se basant sur l'expression (II.14). Une étude plus approfondie [Annexe 4] a permis de valider cette approximation.

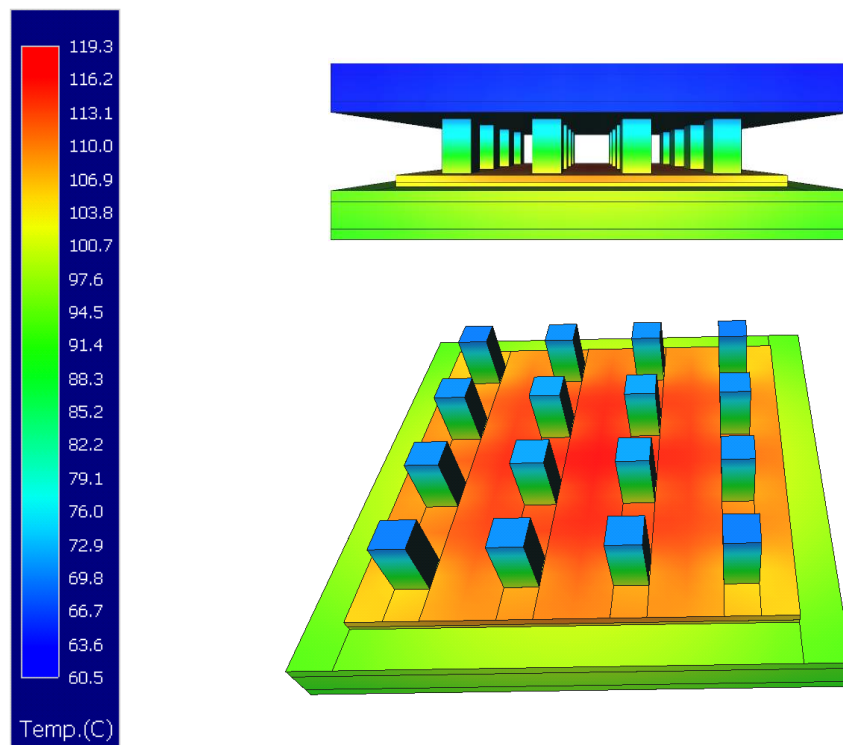
D'autre part, les dissipateurs inférieur et supérieur du module sont considérés comme identiques pour des raisons pratiques, et ils sont caractérisés par un coefficient d'échange convectif h (directement en contact avec les substrats) de $20\,000\text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$ obtenu au travers d'une étude paramétrique [Annexe 5]. Par ailleurs, nous reprenons l'hypothèse de la température du fluide de refroidissement à 50°C . Le reste des paramètres des composants du module sont résumés dans le tableau 2-8.

	Conductivité ($\text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$)	Epaisseur (mm)	Surface (mm^2)
Bumps	146,1	1,52	0,806x0,806
Puce en Si	100	0,2	10x10
Brasure (en 92,5Pb-5Sn-2,5Ag)	25	0,1	10x10
Cuivre des substrats	380	0,25	11x11
AlN des substrats	150	0,63	11x11

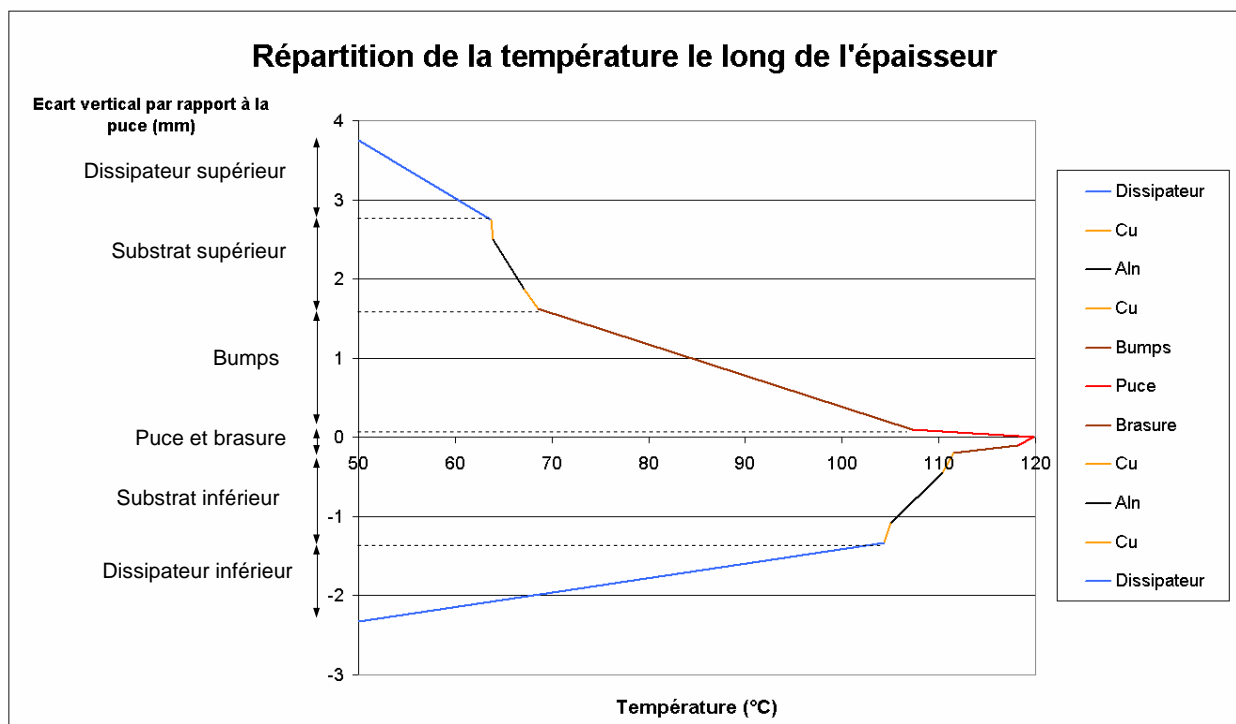
Tableau 2-8. Caractéristiques géométriques et conductivité thermique des composants du module

Après simulation, nous observons la répartition de la température autour d'une puce (voir fig. 2-16.a), la température de jonction de la puce vaut 120°C et la différence de température est d'environ 30°C entre les substrats supérieur et inférieur. Cette différence est liée à une répartition différente de la puissance dissipée à travers ces deux substrats. Sur les figures 2-16.a et b des écarts de température

importants sont observés au niveau des bumps et des dissipateurs. Il semble donc que ces éléments limitent le plus les transferts de chaleur.



a. Profil de température en 3D autour d'une puce



b. Température aux interfaces de contact suivant l'épaisseur des composants (Profil suivant une ligne perpendiculaire aux puces et traversant le centre d'une puce)

Figure 2-16. Répartition de la température autour d'une puce

Grâce à la simulation numérique (figure 2-16.a) et le profil de température réalisé au centre de la puce considérée (figure 2-16.b), nous pouvons estimer plus précisément les résistances thermiques de chaque composant en utilisant (II.13) dans le tableau 2-9. Pour cette simulation, seulement 20% du flux thermique est dissipé par la partie supérieure, en témoigne la forte résistance thermique de la partie supérieure par rapport à la partie inférieure, où la résistance thermique résultante est environ 4 fois supérieure. De plus, la résistance thermique des bumps est environ 8 fois supérieure à celle du substrat.

Cette forte résistance thermique a plusieurs conséquences. D'abord, elle cause une répartition inégale du flux de chaleur entre la partie inférieure et supérieure. Cela peut ainsi entraîner un dimensionnement différent des dissipateurs sur les deux faces, ce qui peut compliquer les phases de conception et de fabrication du module 3D. Ensuite, cette résistance thermique relativement élevée limite l'augmentation de l'efficacité du refroidissement double-face par rapport à un refroidissement simple face. Enfin, comme la brasure constitue le maillon faible de cette technologie [LOPE], une distribution thermique déséquilibrée ne permet pas, ou peu, guère de compenser les contraintes thermomécaniques, ce qui limite les bénéfices du packaging 3D en termes de fiabilité.

Néanmoins, nous remarquons que dans le tableau 2-9, les deux substrats DBC n'ont pas la même valeur de résistance thermique, cela est du fait que la résistance thermique a été calculée avec tous les bumps en parallèle. Ainsi l'écart des valeurs traduit en fait la différence de surface de contact dans les parties supérieure et inférieure, comme indiqué dans la définition de la résistance thermique par (II.14). Par ailleurs, nous notons que la résistance thermique de la puce est estimée à $0,01 \text{ K.W}^{-1}$, soit très inférieure à la valeur totale de $0,4 \text{ K.W}^{-1}$, l'hypothèse initiale de négliger la dissipation à l'intérieur de la puce est donc vérifiée.

Dans la section suivante, nous chercherons à proposer une configuration optimale afin d'équilibrer la répartition thermique des deux côtés du module.

Section	Elément	Résistance thermique (K.W ⁻¹)		
Partie supérieure	Dissipateur	0,39	1,99	0,40
	Cuivre extérieur	0,01		
	AlN	0,09		
	Cuivre intérieur	0,04		
	Tous les bumps en parallèle	1,11		
	Brasure de puce	0,36		
Partie inférieure	Puce	0,01	0,5	
	Brasure	0,05		
	Cuivre intérieur	0,01		
	AlN	0,04		
	Cuivre extérieur	0,01		
	Dissipateur	0,39		

Tableau 2-9. Résistance thermique de tous les composants

II.B.3. Positionnement alterné des puces

D'après l'analyse thermique présentée ci-dessus, l'association bumps et brasures a une forte influence sur les performances thermiques. Elle s'impose donc comme une contrainte importante à prendre en considération pour la conception du module 3D. Thermiquement il faut maximiser la surface d'échange, nous avons donc tout intérêt à maximiser le nombre de bumps et à utiliser des grands bumps sur la surface de la puce [Annexe 4]. En même temps, nous devons aussi utiliser des bumps de taille la plus réduite possible pour une meilleure résistance aux contraintes thermo-mécaniques [SOLO], et par ailleurs, dû à la fusion des brasures il ne faut pas y avoir une densité trop importante des bumps. D'après le compromis entre l'échange thermique et les contraintes technologiques, nous avons pour la puce de la diode 9 bumps (voir fig. 2-17.a) et pour la puce de l'IGBT 16 bumps pour l'émetteur et un autre au centre pour la grille (voir fig. 2-17.b), l'ensemble de ces bumps ayant un diamètre de 1,3mm. Pour l'interconnexion dans la zone sans présence de puce, nous avons choisi des bumps de diamètre 1,6mm, en tenant compte de l'épaisseur des puces et des brasures.

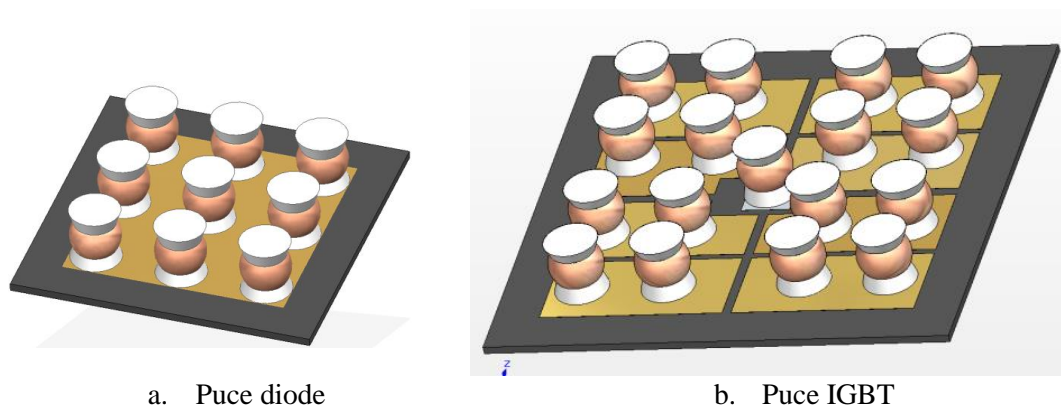


Figure 2-17. Rendu visuel des puces avec bumps brasés sur la face avant

La distance séparant les puces constitue un degré de liberté avec un impact thermique important. Il est en effet logique d'éloigner le plus possible les points chauds entre eux pour diminuer leurs températures, mais il est également souhaitable d'obtenir un module le plus compact possible. Il est donc intéressant de quantifier l'influence de l'écartement entre les puces, afin de choisir un compromis entre performance thermique et compacité du module, tout en l'adaptant au fonctionnement de l'onduleur MMC.

a. Impact thermique de la distance entre puces

L'étude se fait avec la configuration identique à celle décrite dans la partie II.B.2.b. L'écart minimal entre puce est de 1mm afin d'assurer l'isolation électrique entre elles. Dans ce cas, la résistance équivalente entre la jonction de la puce et le fluide après simulation est de 0.43K.W^{-1} . Cette valeur sera utilisée comme référence pour la figure 2-18 qui représente l'influence de la distance entre puces sur la résistance thermique. L'allure de cette courbe illustre bien la logique des choses, c'est-à-dire que plus la distance entre les puces augmente, plus la résistance thermique diminue. Autrement dit, la surface traversée par le flux a été augmentée.

Pour diminuer la distance entre puces tout en gardant de bonnes performances thermiques, il est possible d'alterner la direction des puces dans l'empilement : certaines puces auront leur face arrière brasée sur le substrat inférieur et d'autres l'auront sur le substrat supérieur. Cela permet en effet d'obtenir une meilleure efficacité du refroidissement double-face et un équilibre global du flux de chaleur sur les deux substrats.

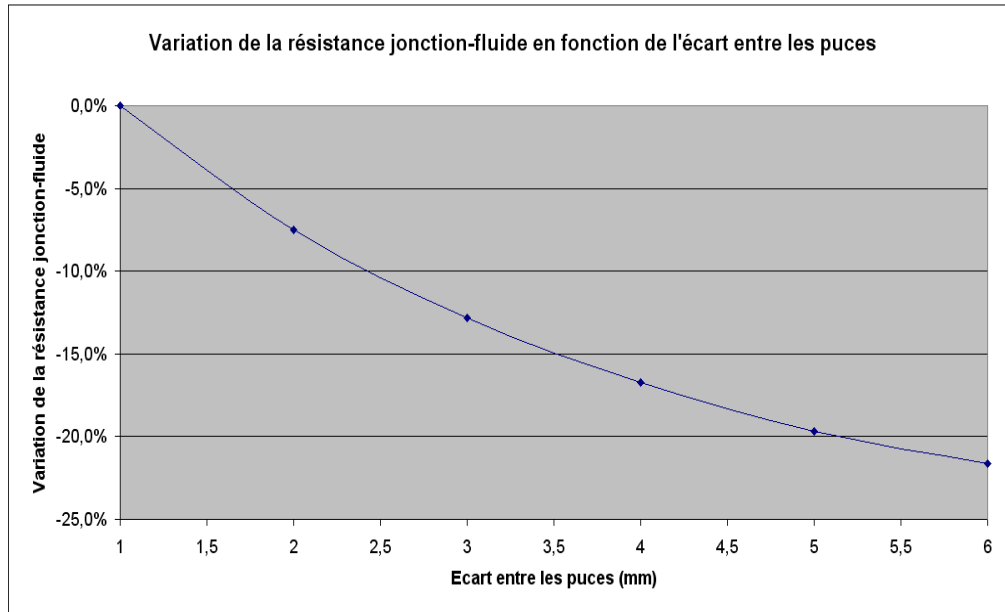


Figure 2-18. Variation de la résistance thermique jonction-fluide en fonction de la distance entre les puces

Pour simplifier le problème, la figure 2-19 présente 4 configurations possibles de positionnement de puces sur les deux substrats : les carrés noirs représentent des puces brasées sur le substrat inférieur et les carrés gris des puces brasées sur le substrat supérieur. Hormis le cas où toutes les puces sont positionnées sur un seul et même substrat, nous comparons trois façons de disposer les puces alternativement sur les deux substrats. Nous appelons la puce immédiatement voisine déposée sur le même substrat la puce « adjacente ». Ainsi, nous avons le cas où toutes les puces immédiatement voisines sont déposées sur le substrat opposé, ce qui correspond à un cas sans « adjacence » (voir fig. 2-19.b). De la même manière, dans le cas où les puces sont déposées colonne par colonne sur le même substrat, nous avons deux puces adjacentes (voir fig.2-19.c), tandis que, avec un positionnement par double colonne, nous avons trois puces « adjacentes » (voir fig.2-19.d).

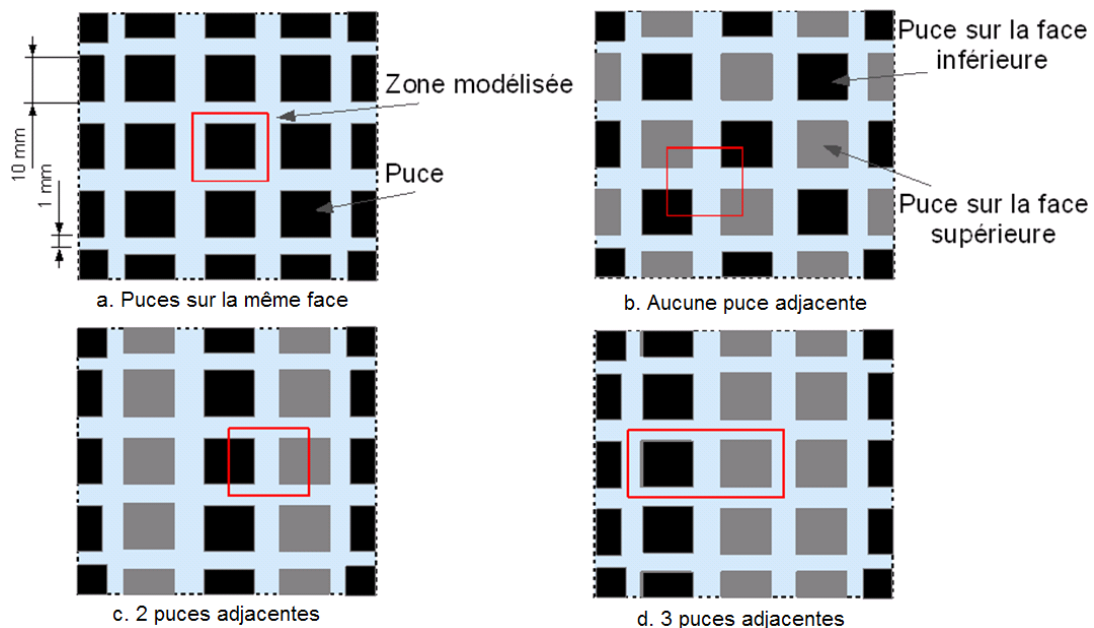


Figure 2-19. Quatre configurations possibles de positionnement des puces

En reproduisant ces configurations avec le logiciel de simulation numérique, nous cherchons à évaluer la résistance thermique résultante entre la jonction de la puce et le fluide du dissipateur dans chaque cas. Pour cela, les puces ont une section de 10x10 mm² et dissipent une puissance de 175W. L'écart entre les puces a été fixé à 1mm et la résistance thermique de convection du dissipateur est égale à 5.10⁻⁵K.m².W⁻¹. Nous estimons T_j la température de jonction, tout en fixant T_{fluide} la température du fluide à 50 °C (un exemple est donné sur la figure 2-20).

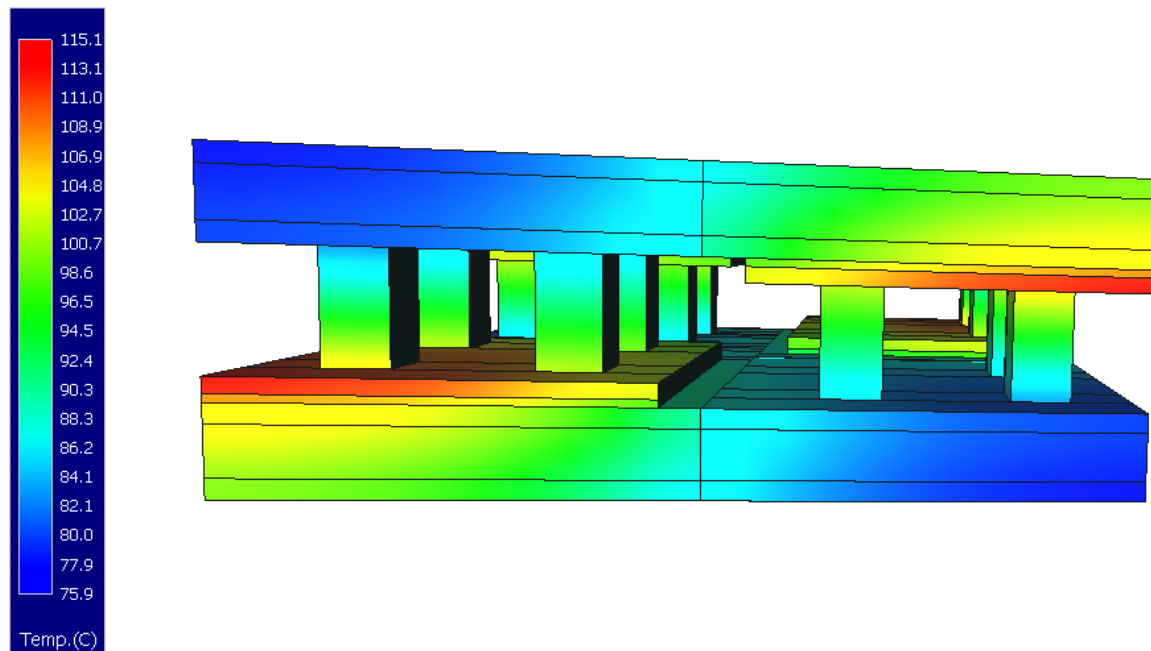


Figure 2-20. Exemple de simulation thermique pour le cas « aucune puce adjacente »

Le tableau 2-10 résume les résultats obtenus à l'aide des différentes simulations. Nous remarquons que, moins il y a de puces adjacentes, plus la résistance thermique équivalente est faible. Notamment dans le cas d'aucune puce adjacente, la réduction de la résistance thermique peut atteindre 13,5%, correspondant à une diminution de la température de jonction de 10°C par rapport au cas du positionnement classique des puces sans alternance.

Disposition des puces	Température de jonction (°C)	Résistance thermique (K.W ⁻¹)
Puces sur la même face	125	0,43 (0%)
3 puces adjacentes	123	0,41 (- 4,5 %)
2 puces adjacentes	118	0,39 (- 9 %)
aucune puce adjacente	115	0,37 (- 13,5 %)

Tableau 2-10. Résistance thermique équivalente suivant le positionnement de puces

Notons toutefois que ces résultats ont été obtenus dans des conditions particulières : puces de mêmes dimensions, espacées de 1mm et dissipant le même flux thermique. Il convient alors de ne pas considérer ces résultats comme universels. Cette étude a toutefois permis de valider l'intérêt d'un module dont les puces sont déposées alternativement sur les substrats inférieur et supérieur. Par ailleurs, il ne faut pas oublier que d'autres types de contraintes liés au routage électrique et à la CEM doivent être pris en compte pour le design du module.

b. Présentation de la nouvelle architecture

A cause de la particularité du fonctionnement de la topologie MMC, les deux composants IGBT (respectivement les deux diodes) présentes dans un SM (Sous-Module) ne dissipent pas le même flux thermique, ce qui implique de surdimensionner le système de refroidissement par rapport aux convertisseurs conventionnels. En outre, cette disparité thermique réduit le pouvoir de compensation des contraintes thermo-mécaniques dans la configuration planaire.

Dès lors, nous proposons de mutualiser les contraintes sur les deux faces du module, avec comme objectifs d'améliorer l'efficacité du refroidissement double-face et de compenser les efforts de déformation. La solution proposée consiste à réaliser une fonction électrique avec un nombre paire de puces en parallèle, puis de déposer les faces arrières de ces puces sur les deux substrats du module, avec un positionnement sans vis-à-vis (voir fig. 2-21). Nous avons donné à cette architecture l'acronyme CLARA pour Chips Lay-down by Alternated aRrangement Architecture. Il faut souligner qu'en tenant compte des contraintes électroniques (possibilité de connexion) et techniques (possibilité de réalisation), notre solution correspond à la situation de 3 puces adjacentes sur la figure 2-19.

Nous remarquons sur la figure 2-21 que le routage électrique et l'interconnexion par bumps (représentée par les petits cercles oranges) sont déjà intégrés dans le schéma de principe. De plus, les pistes de connexion en cuivre sur les substrats inférieur et supérieur présentent une forme arrondie dans les angles afin d'améliorer l'aspect CEM du design [BATI]. Enfin, des pistes ont été réservées pour relier les signaux de commande à la grille des puces IGBT. Nous obtenons ainsi le design d'une fonction d'interrupteur (IGBT + Diode anti-parallèle).

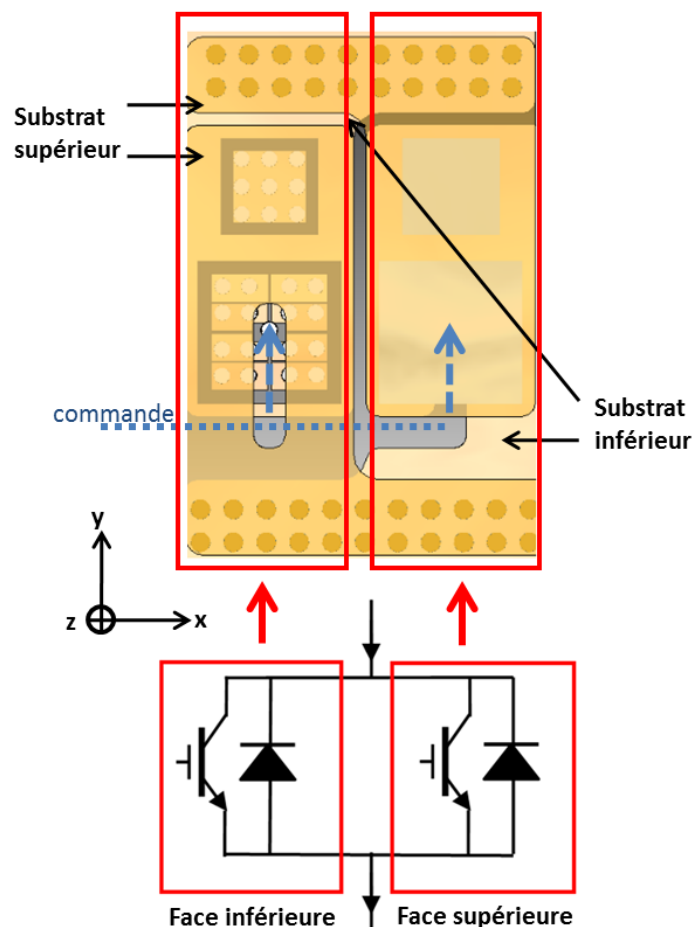


Figure 2-21. Schéma de principe de l'architecture CLARA avec deux puces en parallèle par fonction électrique

Avec la même méthode d'analyse thermique que celle qui a été utilisée dans le paragraphe précédent, nous avons comparé le cas où toutes les faces arrières des puces sont déposées sur le même substrat (Figure 2-22) et le cas CLARA (Figure 2-23). Nous avons repris des puces de dimension $10 \times 10 \text{ mm}^2$ avec un écart entre puces de 1mm et une puissance dissipée par puce de 175W, des dissipateurs dont la résistance thermique de convection est de $5 \cdot 10^{-5} \text{ K.m}^2.\text{W}^{-1}$ et une température du fluide de 50°C . En particulier, il faut remarquer qu'en fonctionnement normal les dissipations sont différentes entre les puces IGBT et diodes.

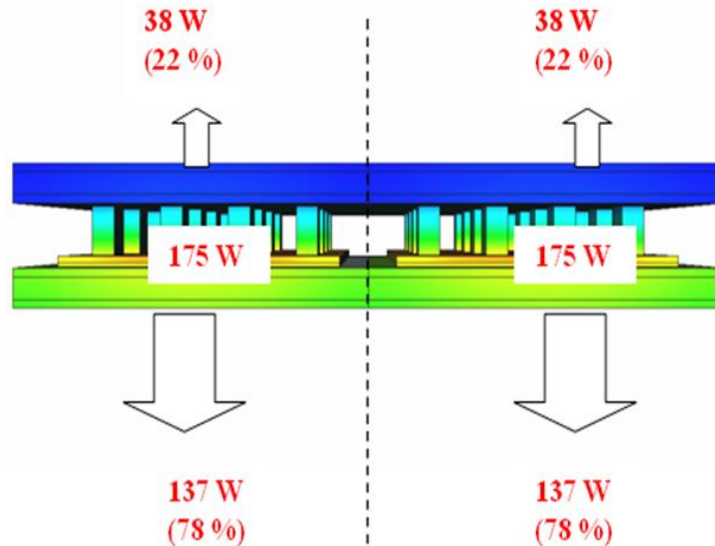


Figure 2-22. Dissipation thermique selon la configuration avec dépôt simple face

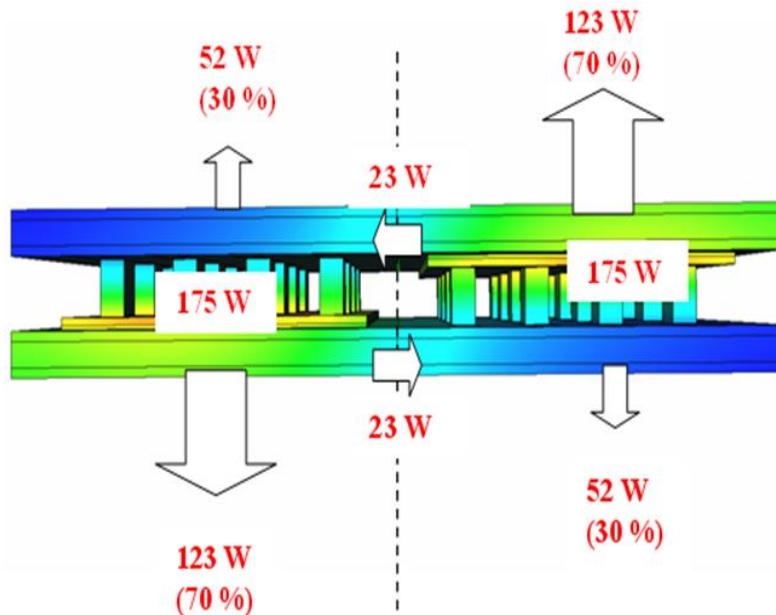


Figure 2-23. Dissipation thermique selon la configuration CLARA

Ainsi, à titre indicatif, dans le cas de la configuration avec dépôt simple face, le transfert thermique se fait uniquement suivant l'axe vertical et la disparité de la dissipation thermique entre les deux faces est importante. Tandis que dans le cas CLARA, un transfert thermique transversal a été permis, ce qui améliore localement la dissipation déséquilibrée dans le cas du dépôt simple face, mais aussi un équilibre global a été constaté.

Dans la configuration CLARA, le flux thermique dissipé globale est identique pour les deux faces et le dimensionnement des dissipateurs devient donc plus simple car une seule étude suffit. De plus, comme la fonction interrupteur est mutualisée par deux puces en parallèle, les comportements électrique et thermique des puces sont identiques sur les deux substrats, quels que soient la structure ou le mode de fonctionnement du module. Cette architecture montre donc une grande souplesse et peut être adaptée pour différentes applications. Le design a fait l'objet d'un brevet qui a été officiellement déposé à l'INPI (Institut National de la Propriété Industrielle) le 8 Septembre 2014.

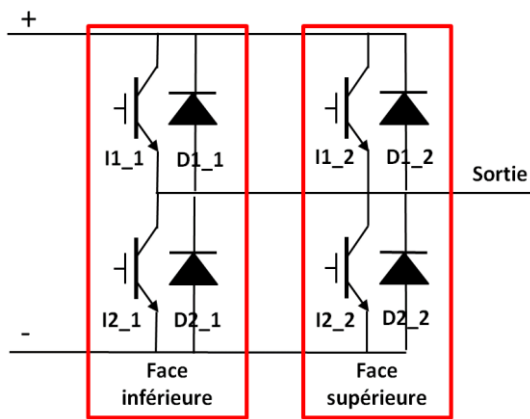
c. Design d'un module dual-switch

Comme nous l'avons vu (fig.2-1), la fonction électrique d'un SM (Sous-Module) est réalisée par la mise en série de deux interrupteurs bidirectionnels en courant. Cette fonction est communément appelée Dual-switch par les fabricants de composants électroniques de puissance [INF3]. Ainsi, en utilisant la configuration CLARA pour chaque interrupteur (voir fig. 2-24.a), le design d'un module de puissance en CAO 3D avec le logiciel Solid Edge (voir fig. 2-24.b) a été effectué par la stagiaire, Mme. Meriem Jamal Eddine.

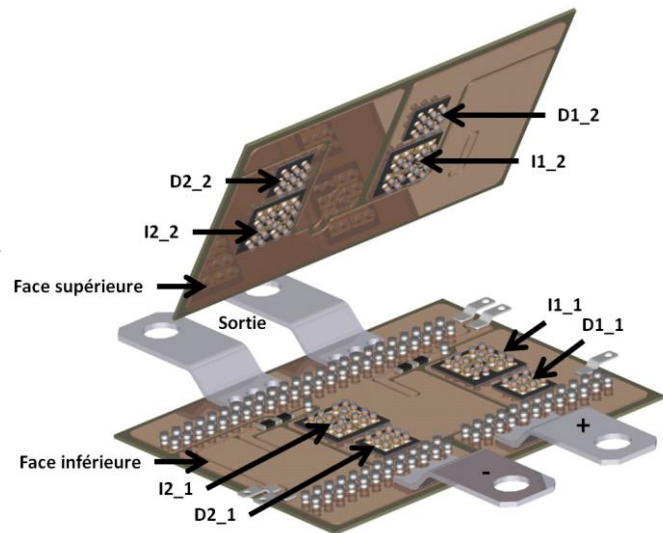
L'étude sur les bumps menée dans la section II.B.2.b a permis de choisir le diamètre des bumps à 1,3mm de façon à favoriser les transferts de chaleur entre les puces et le substrat. Une autre raison à cela est la distance minimale à respecter, à cause de la tension de claquage du gel utilisé pour combler l'espace entre les deux substrats [MTDO]. En outre, il faut aussi respecter la tension d'isolement, car la différence de potentiels entre les deux substrats peut atteindre plusieurs milliers de volts, notamment en cas de surtension. Nous avons également besoin d'un autre type de bump pour assurer la connexion électrique entre les deux substrats ainsi que la tenue mécanique (figure 2-24.b). Par conséquent, ces bumps, naturellement plus grands que les bumps en contact des puces, ont un diamètre de 1,6mm, soit la somme de l'épaisseur des puces et de celle des petits bumps.

Il faut noter que les signaux de commande des puces IGBT sont transmis au sein du module via des connectiques de commande (grilles et émetteurs, voir fig. 2-24.c). Contrairement aux fils de bonding, l'utilisation des plaques de cuivre comme élément de conduction réduit de manière considérable les inductances parasites du routage, l'effet de couplage entre les pistes de commande et les pistes de puissance se trouve naturellement réduit. Comme nous avons deux puces en parallèle pour une fonction d'interrupteur, pour que la commutation soit bien synchronisée, le routage des signaux de commande jusqu'à la grille de chaque puce a été conçu, de sorte que la longueur des pistes soit identiques pour les signaux de commande (chemin pour le signal G1, depuis la terminaison de la connectique jusqu'à la grille des puces, illustré par les lignes en pointillés rouges sur les figures 2-24. e et f). Concernant la piste de l'émetteur, nous avons pris le point le plus proche de la piste de grille sur la plaque de cuivre, afin de ne pas introduire de couplage supplémentaire avec la puissance et pour des raisons pratiques. Par la même occasion, l'impédance résultante pour le circuit de commande des deux puces en parallèle reste la même, pour limiter le délai dans la commande des transistors IGBT.

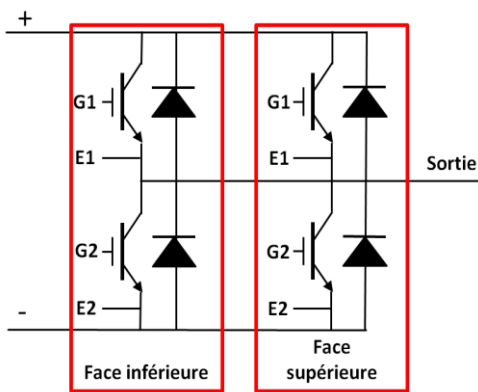
Concernant les connectiques de puissance (les terminaisons +, - et sortie AC), nous avons pris des formes standards développées par la plateforme PRIMES. D'une part, elles présentent une forme trapézoïdale qui a pour rôle d'augmenter la distance d'isolement entre les différents potentiels électriques. D'autre part, la prise de contact de ces connectiques a une forme de « pattes de crocodile » pour une meilleure tolérance aux contraintes thermomécaniques, car, plus la surface de brasage est importante, plus les efforts de déformation développés y sont considérables.



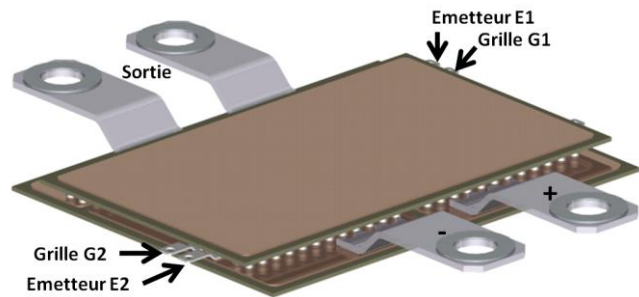
a. Schéma électrique du module



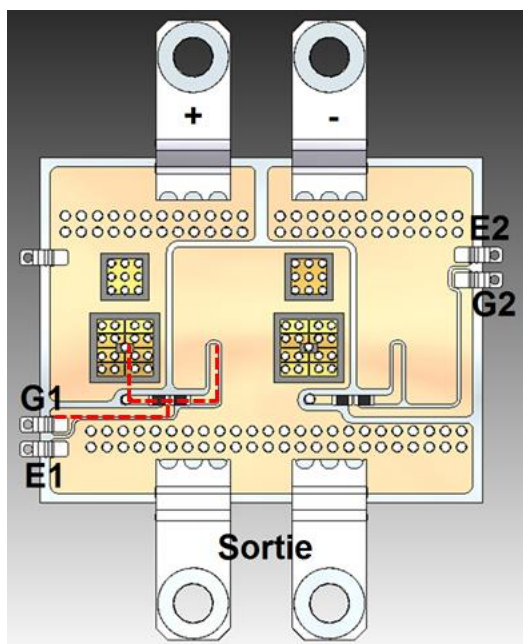
b. Vue intérieure du module dual-switch



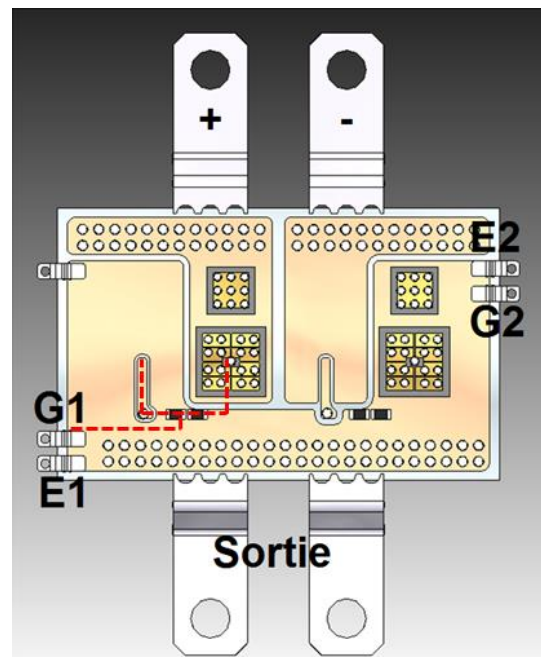
c. Connectiques de commande



d. Vue extérieure du module dual-switch



e. Routage de la face inférieure



f. Routage de la face supérieure

Figure 2-24. Design du module dual-switch CLARA

Par ailleurs, nous notons que la disposition des connectiques de commande a été décidée en fonction de celle de la sortie du driver CONCEPT 2SP0115T [CON1] (voir fig. 2-25.a). Ce driver a été retenu parce qu'en plus de son aspect fortement intégré et de sa fiabilité il présente une capacité de plug-and-play qui permet des opérations immédiates après montage, ce qui est fort pratique pour notre cas. De plus, comme nous cherchons à évaluer les performances du module CLARA par rapport aux solutions commerciales, un module dual-switch de haute performance fabriqué par INFINEON, FF300R17ME4 [INF4], a été choisi pour l'étude comparative présentée dans la section suivante (voir fig. 2-25.b).

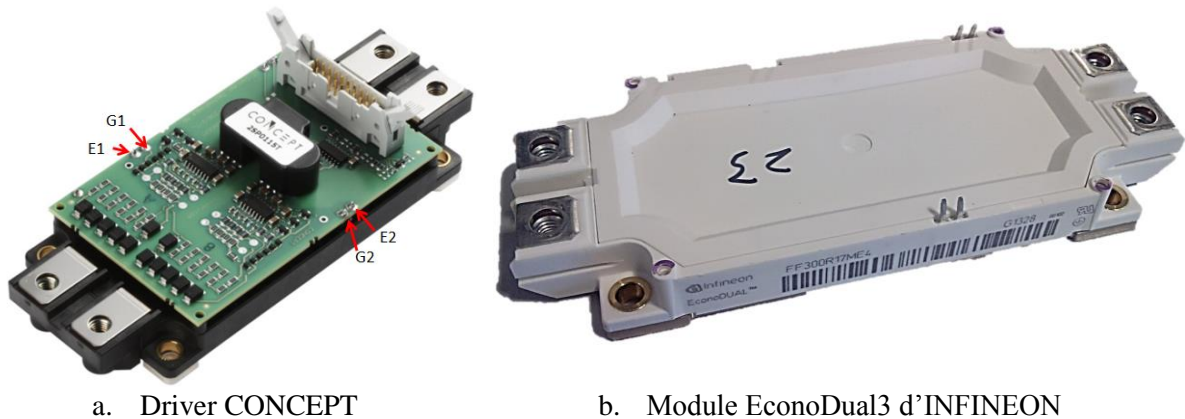


Figure 2-25. Driver CONCEPT et module INFINEON

Avec toutes les considérations citées ci-dessus et la nécessité d'encapsuler le module CLARA dans un boîtier tout en intégrant le dissipateur des deux côtés, un design de boîtier en plastique est proposé (voir fig. 2-26).

Tout d'abord, le boîtier du module CLARA est composé de deux demi-boîtiers respectivement supérieur et inférieur (voir fig. 2-26.a et b) afin de protéger la partie active contre des agressions extérieures, mais aussi d'assurer l'isolation électrique avec l'extérieur. Par ailleurs, un gel diélectrique est injecté à l'intérieur du module et entre les deux substrats, puis dégazé sous vide [MTDO] afin d'assurer son pouvoir d'isolation électrique. Les deux demi-boîtiers doivent donc s'encastrent l'un contre l'autre sans difficulté.

Pour assurer le refroidissement double-face, un canal du fluide a été réalisé dans les deux demi-boîtiers pour le faire circuler au contact des faces extérieures des substrats DBC (voir fig. 2-26.a et b). En effet, sur la figure 2-26.a, l'espace délimitée par les deux rectangles en pointillés est dédiée au collage entre le demi-boîtier et le substrat correspondant. Par conséquent, le fluide circulant à travers le canal passe dans la cavité entourée par le rectangle intérieur et est en contact avec la face extérieure du module. Cet ensemble forme un canal de type « lame d'eau » à proximité de la partie active du module. Nous avons démontré [Annexe 5] que, pour la puissance que nous envisageons, cette solution de dissipateur est tout à fait acceptable et simple à mettre en œuvre.

Du point de vue intégration, les connectiques du module ont été conçues pour être compatibles avec le driver CONCEPT comme nous l'avons évoqué plus haut. Dès lors, avec le souci de la compacité, la dimension du boîtier a été taillée pour être au plus près de celle du driver (voir fig. 2-26.c), et des trous ont été prévus dans le demi-boîtier pour faire passer les fils de connexion entre les connectiques de commande et les sorties du driver. D'autres « trous » ont aussi été dessinés pour la fixation mécanique.

Enfin, une fois les deux demi-boîtiers assemblés, il faut aussi penser au collecteur et au distributeur du fluide dans les deux canaux, c'est donc le rôle des raccords hydrauliques (voir fig. 2-

26.d). Il s'agit en fait de blocs d'aluminium vissés et collés contre le boîtier, et présentant des sorties aillant la même forme que les deux canaux, et une entrée en tuyauterie standard. Ainsi, il suffit de connecter des tuyaux aux raccords hydrauliques pour placer le module dans un circuit de refroidissement.

A travers cette section, nous avons présenté un nouveau design de module de puissance 3D plus adapté au fonctionnement du variateur de vitesse basé sur la topologie MMC, à savoir un refroidissement double-face plus performant et plus équilibré, et une mutualisation des contraintes thermo-mécaniques effectuée par la mise en parallèle d'une paire de puces d'une seule fonction d'interrupteur.

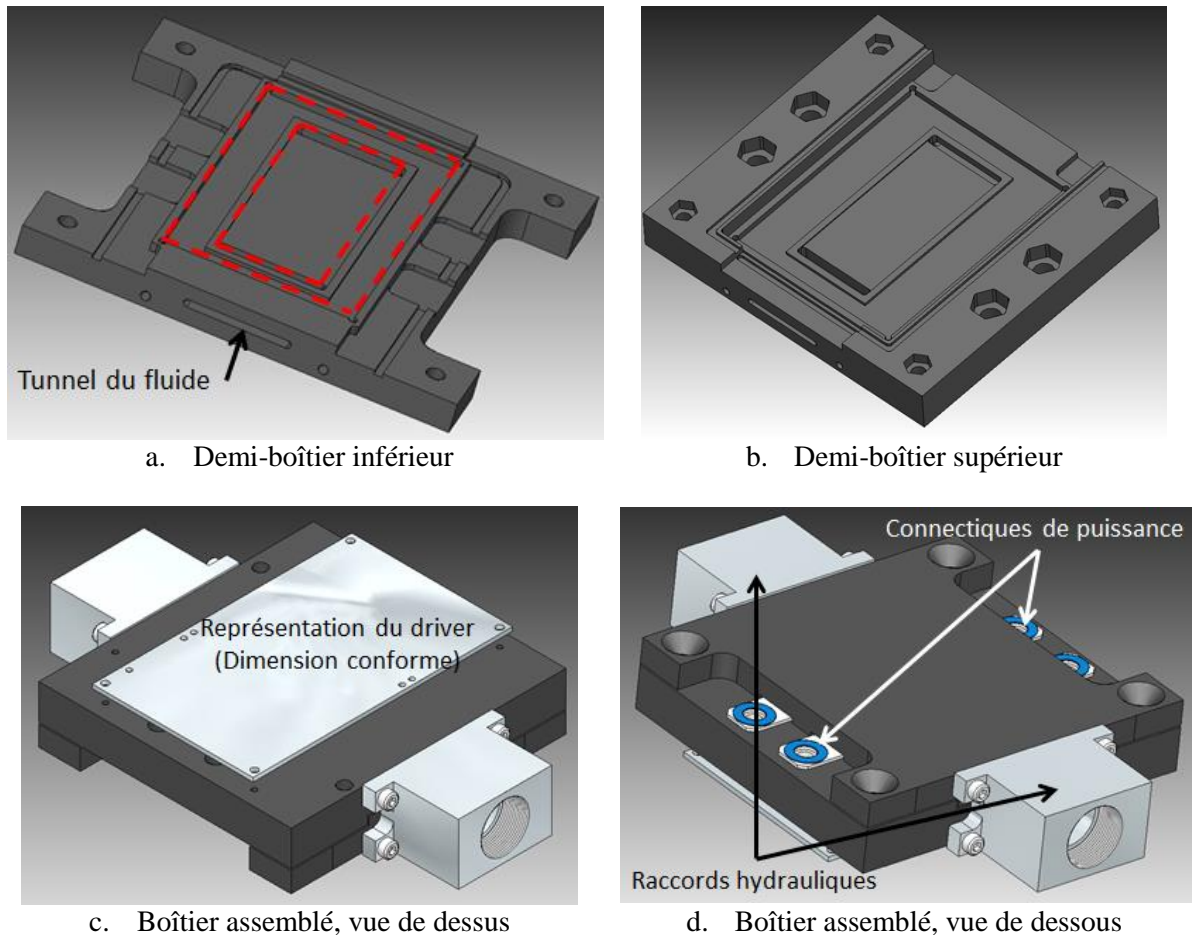


Figure 2-26. Boîtier du module CLARA

II.C. Le module CLARA et ses performances

Dans cette section, nous allons présenter la réalisation du prototype CLARA, avec la participation de la stagiaire, Mlle. Lisa Fayolle, ainsi que les résultats des divers tests et simulations effectués pour vérifier ses performances.

II.C.1. Démarche et prototypage

Nous commençons d'abord par résumer l'ensemble des matériaux qui ont été retenus pour la fabrication du prototype du module CLARA (voir tab. 2-11). Sans entrer dans les détails techniques des matériaux et du procédé de fabrication des modules de puissance sur la plateforme PRIMES ([PRI1] et [PRI2]), nous présentons succinctement ci-dessous les étapes successives de la réalisation et le mode de fabrication [Annexe 6] du module CLARA.

Composants	Matériaux
Puce IGBT3	Silicium monocristallin avec métallisation TiNiAg (face arrière) et or (face avant)
Puce diode3	Silicium monocristallin avec métallisation TiNiAg (face arrière) et or (face avant)
Brasure	Alliage en 96,5Sn-3Ag-0,5Cu (SAC 305 sans plomb) (Température de fusion 221°C)
DBC	Céramique (en AlN) avec métallisation double-face en Cuivre
Bump	Cuivre
Packaging	Polymère POM-C
Encapsulant diélectrique	Gel silicone
Préforme de brasure (voir fig. 2-27)	Pâte en 92,5Pb-5Sn-2,5Ag (Température de fusion 296°C)
Connectiques de puissance	Cuivre et finition nickel
Picots de commande	Cuivre et finition nickel

Tableau 2-11. Matériaux utilisés pour la fabrication du module CLARA

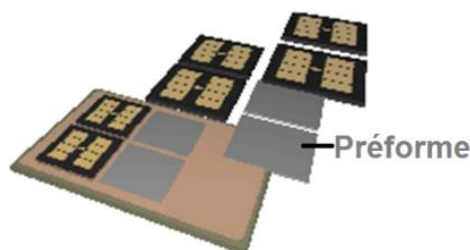


Figure 2-27. Schéma de principe de la préforme de brasure

a. Mise au point des outils et procédés

- Activation de la surface des substrats DBC par plasma

L'« activation de surface » ou le traitement plasma dure entre 5 et 10 minutes. Il permet d'améliorer la mouillabilité en augmentant l'énergie de surface par bombardement d'ions et d'électrons sur la surface à braser (voir fig. 2-28). On peut également nettoyer les couches superficielles des surfaces à braser par ce procédé.

Concrètement, on injecte d'abord de l'oxygène dans la chambre à vide (voir fig. 2-28.b) libérant des ions qui vont nettoyer la surface de tout polluant organique. Ensuite, on refait le vide pour y injecter des ions d'argon. Ce dernier permet de décoller les particules d'oxygène et d'enlever la fine couche d'oxyde sur la surface du substrat. Enfin, il faut noter que le temps de validité du traitement plasma est de l'ordre de dix minutes, par conséquent on doit rapidement passer à l'étape de brasage.



a. Equipement du traitement de surface



b. Substrats mis dans la chambre à vide

Figure 2-28. Activation de surface par plasma

- Le brasage des puces

Le four statique (voir fig. 2-29.a) est utilisé pour le brasage des puces sur le DBC par conduction. Plusieurs thermocouples sont positionnés dans le four pour bien réguler la température et obtenir un profil de brasage optimal. Il permet aussi de faire le vide et d'injecter de l'azote ou de l'hydrogène dans la chambre, ce qui permet un bon nettoyage des composants et limite donc les défauts dans la brasure.

Dans certain cas, l'utilisation des outillages tels que le masque de DBC (voir fig. 2-29.b) est nécessaire, car la préforme de brasure (voir fig. 2-27) peut se liquéfier davantage, de par sa composition. Sans le masque, par l'effet du coulage, les puces risqueraient de se déplacer (voir fig. 2-29.c). Un meilleur résultat de brasage des puces pourrait alors être obtenu à l'aide du masque (voir fig. 2-29.d).



a. Four statique



b. Masque du DBC

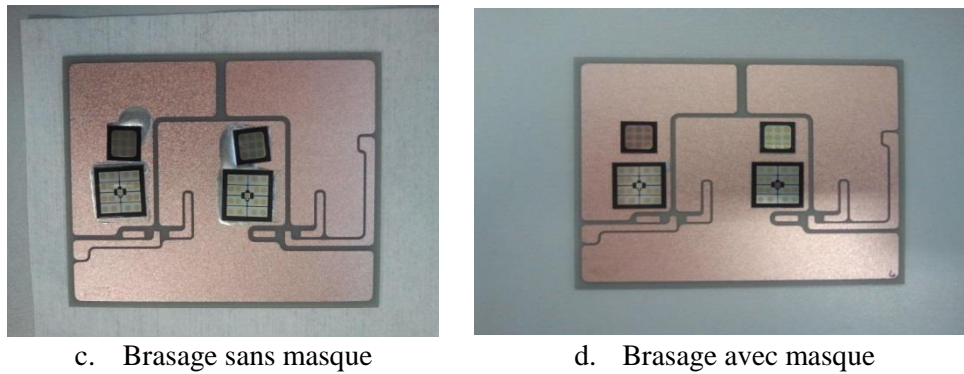


Figure 2-29. Brasage des puces

- Dépôt de la pâte à braser

Un bras robot de dépôt de pâte à braser (voir fig. 2-30.a) dépose de manière précise et automatique la pâte à braser sur le DBC. On fixe la pâte à braser contenue dans une seringue dans le dispenser robotisé (voir fig. 2-30.b). Grâce à l'air comprimé, la pâte à braser est propulsée de la seringue et déposée sur le substrat. On peut utiliser une vis micrométrique pour régler la quantité de pâte à déposer sur le dispenser mais cette quantité doit être prédéterminée avec le dispenser manuel (voir fig. 2-30.c).

En effet, si la quantité de la pâte à braser est très importante, comme elle va se liquéfier sous l'effet de la chaleur, les bumps autour risquent de changer de place à cause de la tension superficielle. En revanche, si la quantité n'est pas suffisante, la connexion n'est pas effectuée (voir fig. 2-30.d). Par la suite, il faut reporter les coordonnées de chaque emplacement du dépôt de pâte dans le logiciel de programmation du bras robot.



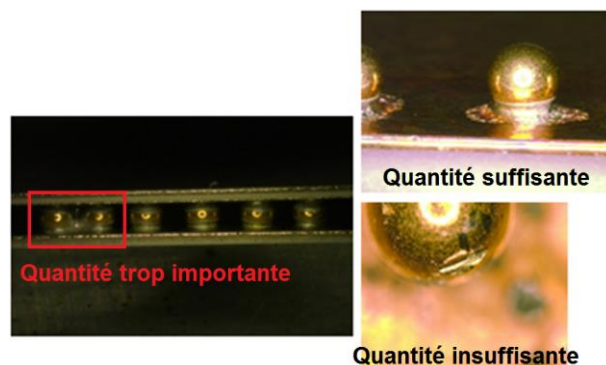
a. Equipement du bras robot



b. Dispenser robotisé



c. Dispenser manuel



d. Comparaison des quantités de pâte

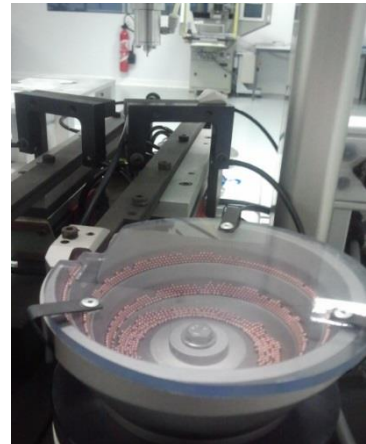
Figure 2-30. Dépôt de la pâte à braser

- Le dépôt des bumps

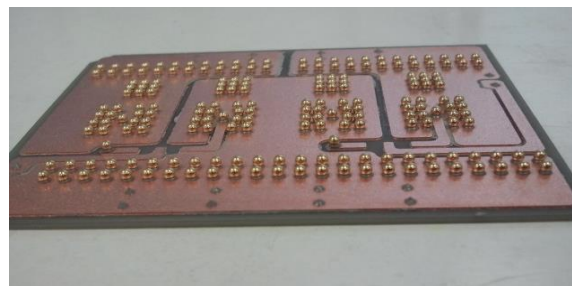
Le bras robot de dépôt de bumps (voir fig. 2-31) dispose précisément les bumps sur la pâte à braser placée sur le DBC. Le bras robot saisit les bumps grâce à une tête mobile à air comprimé, tandis que les bumps sont contenus dans des bols vibrants (voir fig. 2-31.b) en fonction de leur diamètre. La vibration permet aux bumps d'avancer sur les rails reliant le bol et la tête mobile où ils sont saisis et appliqués sur le DBC (voir fig. 2-31.c).



a. Equipement de la tête mobile



b. Bol vibrant



c. Exemple de réalisation

Figure 2-31. Dépôt des bumps

- L'assemblage et le brasage à flux de chaleur

Le four à passage Z500 (voir fig. 2-32.a) permet un brasage par convection thermique, l'alliage de la pâte de brasure atteint son point de fusion grâce à un flux d'air chaud. Ce four comprend cinq zones consécutives de chauffe afin d'obtenir un profil de température le plus précis possible. Avant le brasage, il est important de nettoyer les composants à braser (avec, par exemple, le nettoyant Loctite 7023) afin d'éliminer les graisses et les oxydes présents sur la surface. Il faut bien placer l'ensemble outillage/module (voir fig. 2-32.b) au centre du convoyeur roulant à vitesse constante, afin d'obtenir une zone de température homogène dans le four.

Néanmoins, des précautions doivent être prises. Un profil typique du brasage à passage ou de la refusion se compose de plusieurs phases de chauffage, à savoir le préchauffage, la fusion, la solidification et le refroidissement. Chaque profil de refusion dépend du type de crème à braser et, pour un profil optimal, il faut à la fois se baser sur la fiche technique de la pâte mais aussi faire des tests de température.

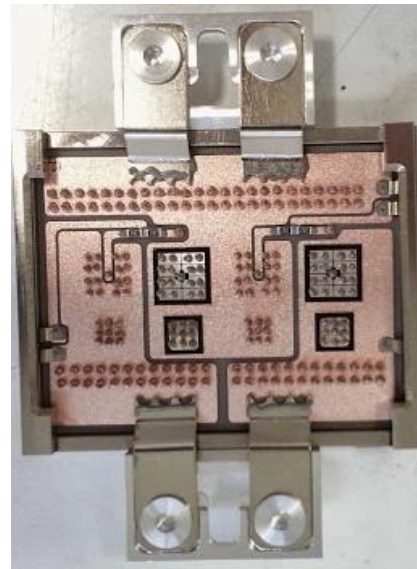
A l'aide d'un module de test de température et de deux thermocouples placés à l'intérieur d'un échantillon de module sans puces (voir fig. 2-32.c), on relève le profil de températures mesuré par le module de test après que tout soit passé au four. Grâce à ces données, on obtient alors la température

maximale à l'intérieur du module dans le four, ainsi que la durée pendant laquelle la température était supérieure à la température de fusion de la pâte à braser (à savoir 221°C, voir tab. 2-11).

En règle générale, une température d'environ 30°C au-dessus de la température de fusion est idéale. La figure 2-32.d représente ainsi le profil de refusion utilisé pour le brasage de l'assemblage du module, où la température maximale à l'intérieur du module peut atteindre 250°C pendant une durée d'environ 2 minutes.



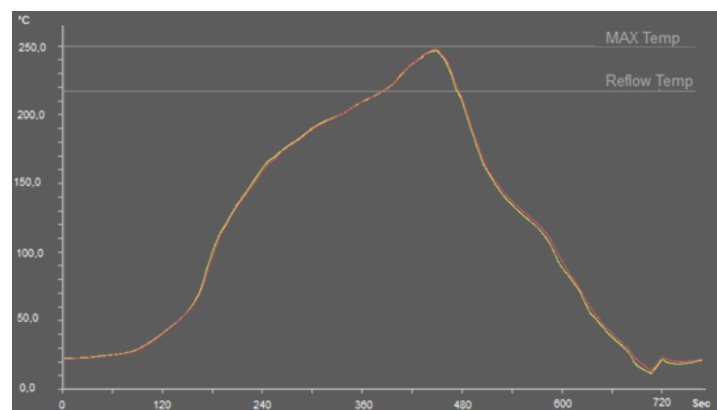
a. Four à passage



b. Outillage pour assemblage



c. Module de test de température



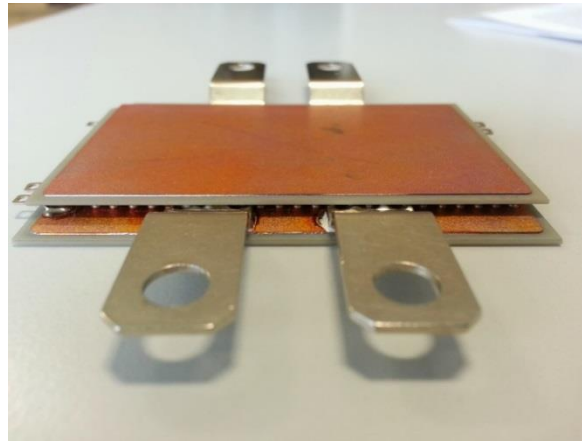
d. Profil de température du brasage

Figure 2-32. Assemblage et brasage à passage

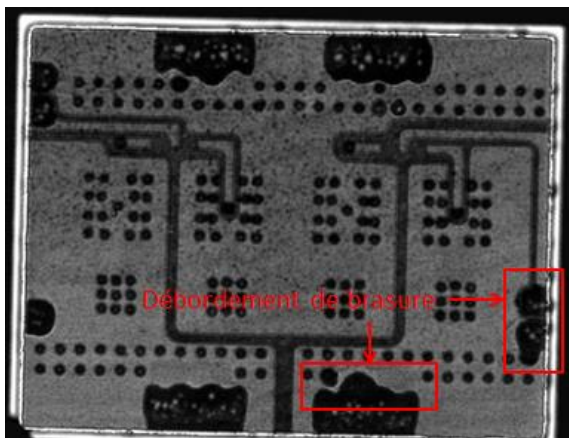
b. Contrôle de qualité

- Contrôle visuel

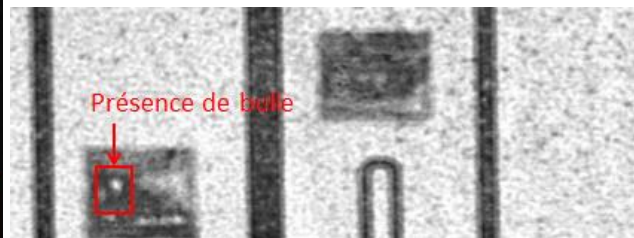
Le contrôle visuel se fait d'abord pendant la réalisation du module (voir fig. 2-33.a) pour vérifier si le module n'a pas subi de dégât physique ou de pollution au cours de la fabrication. Ensuite, à l'aide de la microscopie acoustique fonctionnant avec des ondes ultrasonores nous pouvons visualiser de manière non destructive les défauts d'accroche dans le module. Ces défauts peuvent être l'inclusion de particules étrangères, la fissure, les bulles d'air (voir fig. 2-32.c), le débordement de brasure (voir fig. 2-32.b), etc.



a. Réalisation du module CLARA



b. Visualisation des défauts d'accroches



c. Visualisation des défauts de bulles

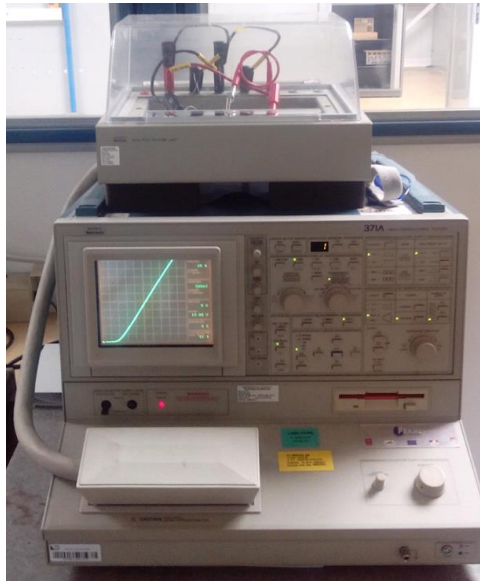
Figure 2-33. Contrôle visuel

- Test de conductivité

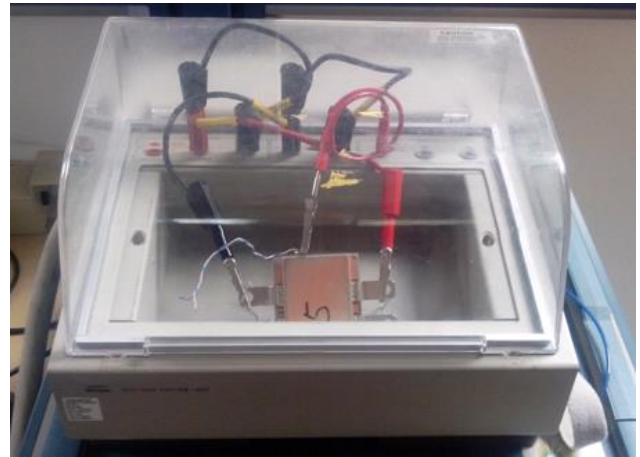
A l'aide du traceur de courbe industriel TEK 371 (voir fig. 2-34.a), on peut vérifier la bonne conduction des puces à la suite de l'assemblage et du brasage, mais aussi caractériser les paramètres statiques des puces IGBT et diode. Avec son écran d'affichage et son panneau de contrôle, nous mesurons ici la résistance des puces en présence de forts courants, jusqu'à 200A, en appliquant de faibles tensions au module placé dans la chambre isolée.

Ainsi, les caractéristiques statiques des fonctions d'interrupteurs I1, I2, D1 et D2 du module CLARA ont pu être visualisées (voir fig. 2-34.c). Nous constatons que les courbes du courant collecteur en fonction de la tension collecteur/émetteur dans le module CLARA sont propres et très proches les unes des autres. Ceci signifie que tous les composants conduisent et sont commandables et donc que le brasage des composants a été bien réalisé.

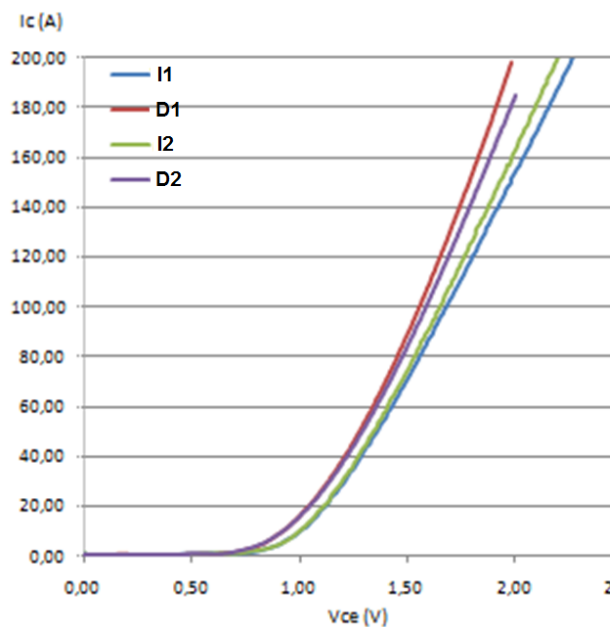
Dans le cas contraire, nous aurions des grosses disparités entre leurs paramètres statiques. Par ailleurs, le même test appliqué à un interrupteur du module d'INFINEON, EconoDual3, permet de souligner la performance équivalente du module CLARA, d'après la mesure de la résistance dynamique respectivement 15,6mΩ contre 17,5mΩ (voir fig. 2-34.d), sachant que dans le module du marché un interrupteur est réalisé par trois puces mises en parallèle. Cela signifie que le module présente de meilleure conduction électrique.



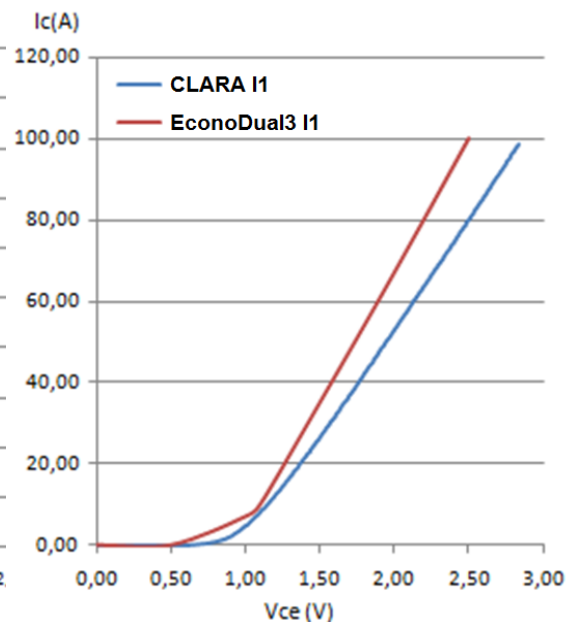
a. Traceur de courbes TEK 371A



b. Chambre isolée



c. Caractérisation des interrupteurs

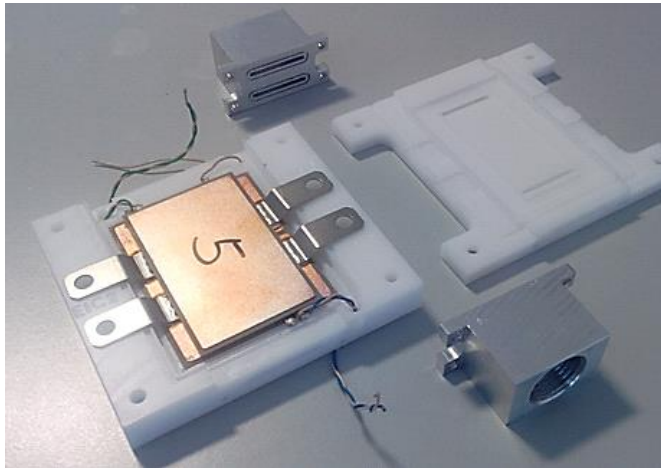


d. Comparaison entre CLARA et Econopack3

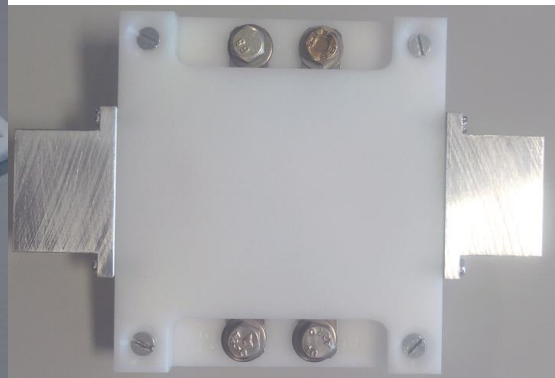
Figure 2-34. Test de conductivité

c. Mise en boîtier

Les dernières étapes sont la mise en boîtier (voir fig.2-35.a), le collage des interfaces du boîtier et l'injection du gel à l'intérieur du module à réaliser pour obtenir un module de puissance fonctionnel. Nous présentons ici la réalisation finale du module CLARA vue du dessus et de dessous (voir fig.2-35.b et d). Conformément à la conception (voir fig. 2-26), les signaux de commande du driver sont bien transités par des fils de connexion (voir fig.2-35.d) dans le module, à travers des canaux usinés dans le boîtier, et nous avons intégré le système de refroidissement sous forme de « lame d'eau » dans les deux demi-boîtiers. Comparé au module EconoDual3, nous constatons que le module CLARA présente quasiment les mêmes dimensions (voir fig. 2-35.e), bien que le module EconoDual3, pour dissiper de la chaleur, ait besoin d'un refroidisseur extérieur accolé à la semelle métallique (voir fig. 2-35.c). Le système dans son ensemble est donc bien plus volumineux que le module CLARA.



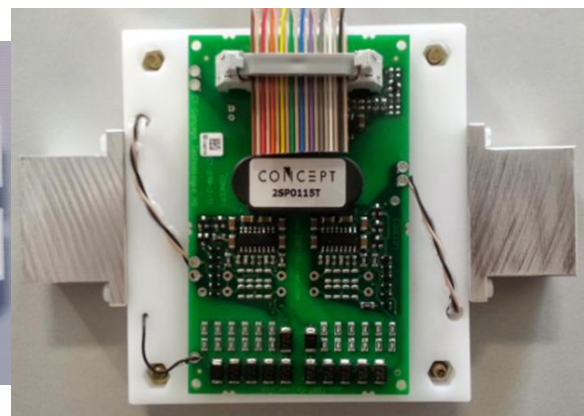
a. Module placé sur le demi-boîtier inférieur



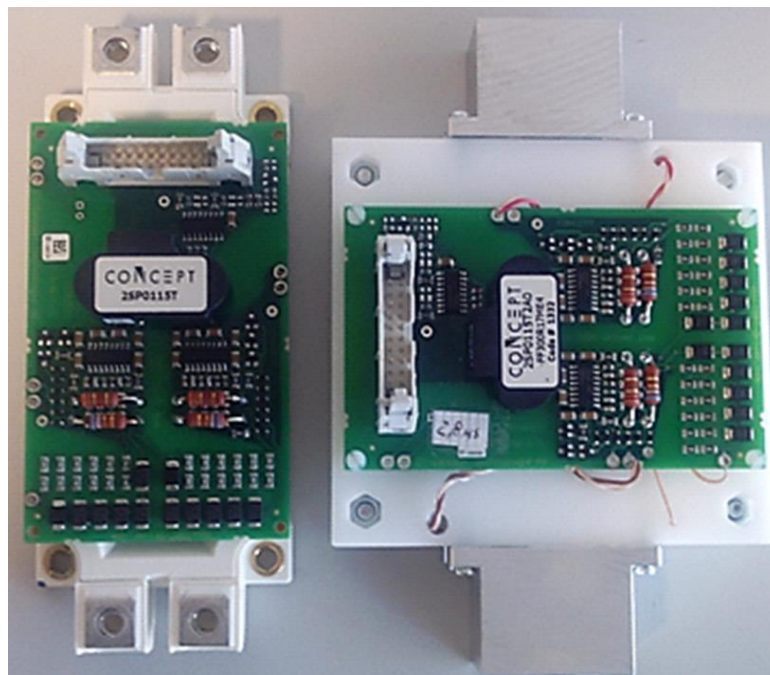
b. Boîtier assemblé vu de dessus



c. La semelle du module EconoDual3



d. Boîtier assemblé vu de dessous



e. Comparaison des dimensions entre les modules EconoDual3 et CLARA

Figure 2-35. Mise en boîtier du module CLARA

II.C.2. Vérifications des performances thermiques

Afin d'illustrer les bénéfices en terme de refroidissement du module CLARA par rapport au module standard dans le cas de la topologie MMC, nous allons simuler thermiquement les deux designs avec la même géométrie que celle définie pour le prototype (voir fig. 2-35). Pour cela, toutes les dimensions des éléments du module ont été importées du modèle établi avec Solid Edge dans le logiciel ANSYS Mechanical, ce que le logiciel R3D ne permet pas. De plus, ANSYS inclue un module FLUX traitant les problématiques fluidiques, cela nous aidera à étudier l'impact du couplage thermo-fluidique sur la performance du module CLARA.

Les pertes thermiques dans chacun des composants ont été calculées dans la section II.A.2.a, elles sont ici divisées par deux dans chaque puce repérée selon la notation de la figure 2-24 (voir tab. 2-12). Toutes les simulations thermiques ont été paramétrées et effectuées par le stagiaire, M. Tarik Hassi, avec un maillage hexaédrique et un solveur numérique intégré dans ANSYS [HASS].

	I1_1	I1_2	I2_1	I2_2	D1_1	D1_2	D2_1	D2_2	Total
Pertes thermiques (W)	58,5	58,5	49,5	49,5	15,5	15,5	22	22	291
Flux thermique (W.cm^{-2})	45,6	45,6	38,6	38,6	26,1	26,1	37,1	37,1	/

Tableau 2-12. Pertes thermiques dans chaque puce

Pour les simulations thermiques à la fois en régime stationnaire et instationnaire à venir, nous avons adopté les propriétés physiques définies dans le tableau 2-13 pour les matériaux utilisés dans chaque élément importé de Solid Edge.

	Routage en cuivre	Céramique en AlN	Puces en silicium (Si)	Pâte de brasure en 96,5Pb-5Sn-2,5Ag	Pâte de brasure en 96,5Pb-3,5Ag
Densité (kg.m^{-3})	8700	3260	2330	11020	7360
Chaleur spécifique ($\text{J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$)	385	770	710	130	33
Conductivité thermique ($\text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$)	401	Tableau b.	Tableau b.	23	33

a. Caractéristiques constantes des matériaux

	Température (K)	283	303	323	343	363	383	403	423
Conductivité thermique ($\text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$)	AlN	173	167	160	153	147	141	135	129
	Si	150	139	129	119	110	102	95	89

b. Caractéristiques dépendant de la température des matériaux

Tableau 2-13. Propriétés physiques des différents matériaux

Par la suite nous allons d'abord effectuer des calculs en régime stationnaire. L'intérêt est de quantifier le comportement thermique des différents designs et de déterminer la résistance thermique pour un même jeu de paramètres.

a. Simulations thermiques en régime stationnaire

Pour réaliser les simulations avec le logiciel ANSYS Mechanical, il faut imposer des conditions aux limites. Pour ce qui est de la convection au niveau des faces externes du module (zone de contact avec le fluide du dissipateur « lame d'eau »), nous avons imposé un coefficient d'échange convectif constant, puisque dans un premier temps le comportement de l'écoulement du fluide n'est pas pris en compte. Deux valeurs ont été choisies pour ce coefficient. Elles sont de 2500 et de 4500 $\text{W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$, correspondant respectivement à des débits d'eau de 10 et 90 l.h^{-1} [Annexe 5]. La température de l'eau est fixée à 50°C et les parois de la lame d'eau, correspondant aux demi-boîtiers inférieur et supérieur (figure 2-26.a et b), sont considérées comme adiabatiques.

En prenant des pertes thermiques dissipées dans le tableau 2-12 à la surface avant de chaque puce, la figure 2-36 illustre une simulation thermique dans le cas d'un coefficient d'échange de 2500 $\text{W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$ pour les deux types de designs respectivement basés sur l'architecture CLARA et sur la disposition planaire (refroidissement par double-face). Sur la figure 2-36.d et e, nous visualisons la température de surface des éléments, le substrat supérieur étant transparent, notamment la température de jonction à la surface des puces, correspondant à la température maximale du module T_{max} . Une deuxième simulation a été faite à l'identique mais avec un coefficient d'échange de 4500 $\text{W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$. Les valeurs remarquables sont résumées dans le tableau 2-14, avec $R_{\text{th_max}}$ la résistance thermique maximale entre la jonction de puce et l'eau du dissipateur.

D'après le tableau 2-14, le design CLARA présente un léger avantage thermique par rapport au design planaire. En effet, pour les deux débits, le design CLARA présente une température de jonction maximale d'environ 1,5°C inférieure et une résistance thermique maximale réduite de 4% par rapport au design planaire. Pour les puces qui dissipent le moins de chaleur, la température de jonction est quasiment identique dans les deux designs.

Coefficient d'échange ($\text{W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$)	Type du design	T_{max} (°C)	$R_{\text{th_max}}$ (K.W^{-1})
2500	CLARA	92,6	0,426
	Planaire	94,2	0,442
4500	CLARA	83,7	0,337
	Planaire	85,2	0,352

Tableau 2-14. Comparaison entre les modules CLARA et planaire

La figure 2-36 permet de constater que, dans le cas du module CLARA, nous avons sur chaque face du module un point chaud (voir fig. 2-36.b et f), alors que, dans celui du module planaire, nous avons deux points chauds sur la face inférieure. Dans ce cas, la différence de température maximale entre les faces supérieure et inférieure est de l'ordre de 15°C (voir fig. 2-36.c et g). Ces points chauds sont dus au contact direct entre les puces et les substrats, et la dissipation thermique est donc bien plus équilibrée dans le module CLARA.

En conclusion, en régime stationnaire le module CLARA présente une réduction d'environ 4% de la résistance thermique, conformément à la prévision théorique (dans le cas de la configuration de 3 puces adjacentes, voir tab. 2-10) et une symétrisation de la répartition de la température.

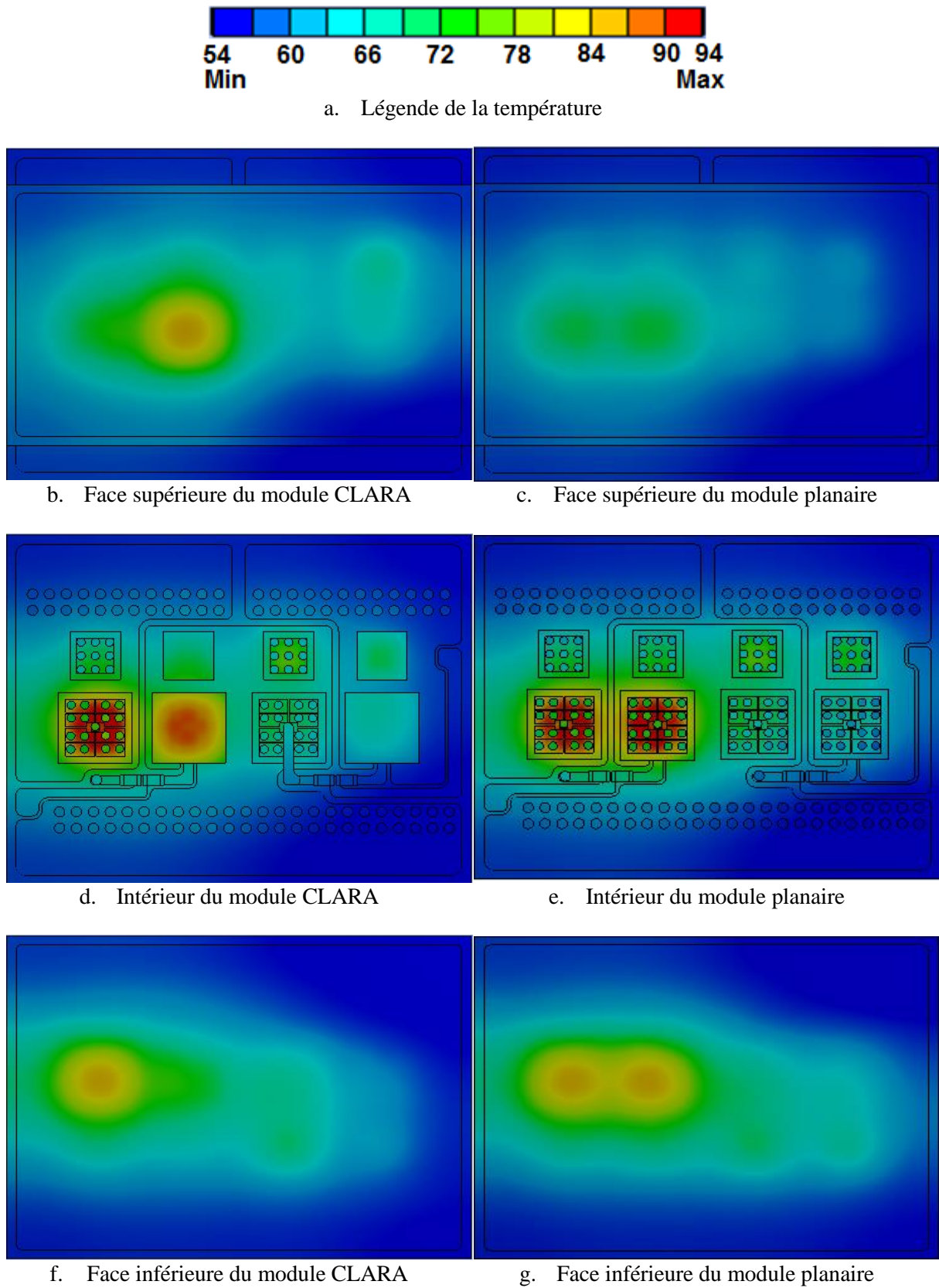


Figure 2-36. Température dans les designs CLARA et planaire

b. Simulations thermiques en régime instationnaire

La modélisation en régime statique ou stationnaire fournit dans de nombreux cas une information suffisante pour l'optimisation du placement des composants dans un module de puissance. Cependant, pour certaines applications en régime transitoire ou dans le cas des onduleurs à basse fréquence par exemple, ce type de modélisation ne suffit plus et un modèle instationnaire devient nécessaire pour estimer la température maximale des composants [HABR].

En électronique et électronique de puissance, ces modèles sont souvent représentés par un réseau RC (voir fig. 2-37.a). Pour caractériser la réponse temporelle du composant en température (voir fig. 2-37.b), il est courant d'utiliser la notion d'impédance thermique, notée $Z_{th}(t)$. Dans notre cas et pour correspondre aux essais expérimentaux présentés par la suite, nous nous intéressons à l'évolution de la température moyenne du composant en fonction du temps. La définition de l'impédance thermique que nous prendrons est donc la suivante (II.16), avec P la puissance dissipée par la puce, T_e la température d'entrée du fluide et $T_{j,moy}$, la température moyenne de la puce.

$$Z_{th}(t) = \frac{T_{j,moy}(t) - T_e(t)}{P} \quad [\text{K/W}] \quad (\text{II.16})$$

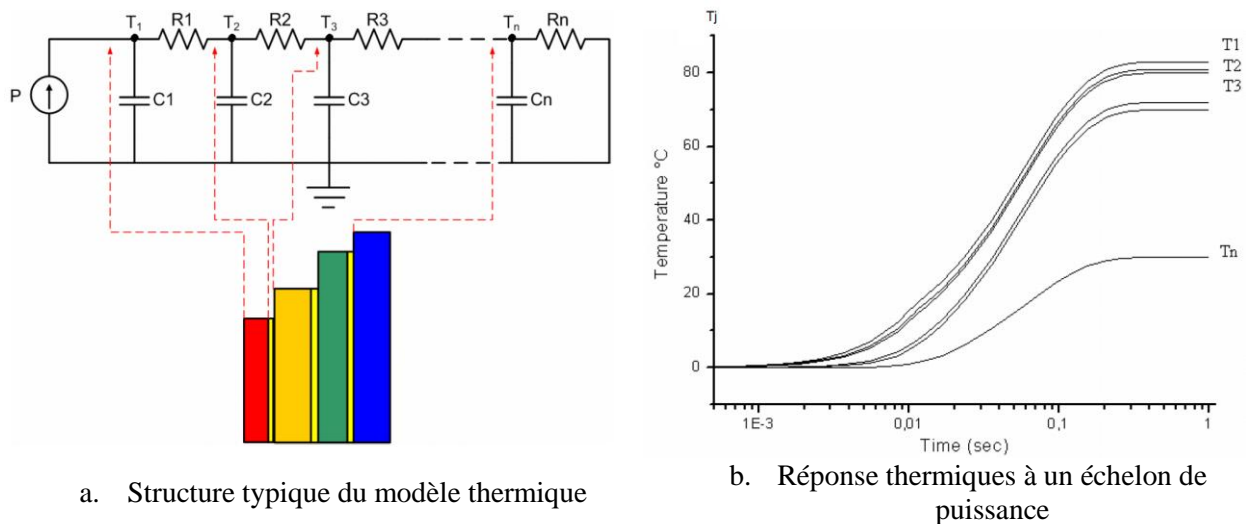


Figure 2-37. Modèle thermique en instationnaire [HABR]

L'analyse de l'impédance thermique $Z_{th}(t)$, de l'état initial avant la dissipation jusqu'au régime établi, permet donc d'obtenir la température de la puce en fonction du temps. Dans le cadre de cette étude, nous n'allons considérer que le cas du coefficient d'échange de $2500 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}$ (correspondant à un débit de 10 l.h^{-1} [Annexe 5]), et, compte tenu du banc expérimental mis en œuvre, nous activons les puces uniquement par paire de puces en parallèles.

En d'autres termes, nous avons simulé successivement les cas d'échauffement des puces I1_1 et I1_2, I2_1 et I2_2, D1_1 et D1_2, D2_1 et D2_2. Nous imposons 100 W sur deux puces en parallèle, soit 50 W sur chacune sur une durée de 18 s , durée nécessaire pour atteindre le régime permanent. Nous laissons ensuite refroidir les puces pour revenir à l'état initial. Ceci nous permet de déterminer numériquement les impédances thermiques en phase d'échauffement et de refroidissement.

A titre d'exemple, nous donnons les résultats de simulation pour les puces I1_1 et I1_2 lors des phases d'échauffement et de refroidissement (voir fig. 2-38). L'allure de l'évolution des impédances thermiques des puces IGBT et diodes est celle d'un modèle du réseau RC, où la constante de temps se définit comme le produit RC et elle correspond à la montée de la valeur en régime transitoire. Les

courbes d'échauffement et de refroidissement sont conjuguées, il existe donc bien des impédances thermiques à déterminer pour le module en régime instationnaire.

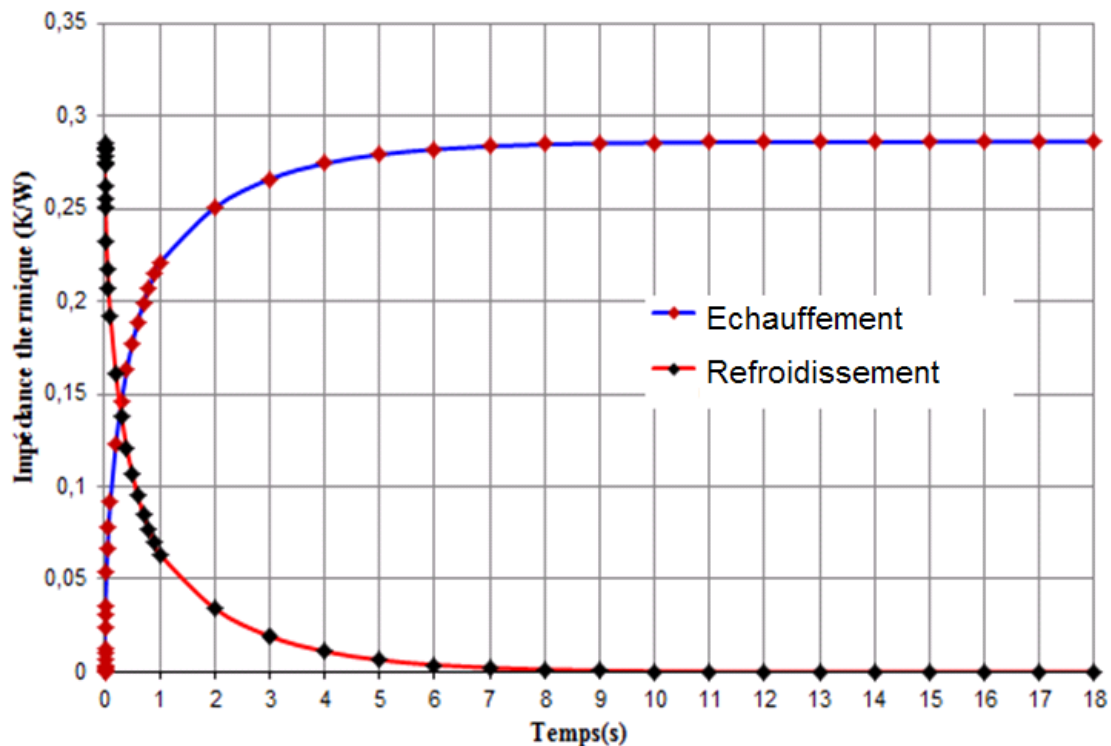


Figure 2-38. Evolution de l'impédance thermique des puces I1_1 et I1_2

Les valeurs remarquables obtenues en simulation sont résumées dans le tableau 2-15. Dans ce tableau, les constantes de temps sont obtenues en supposant que la réponse thermique est du premier ordre. Nous y constatons que pour la même puissance injectée, les IGBT ont une résistance thermique bien inférieure à celle des diodes, ce qui est normal car la surface des diodes est plus petite. Enfin, les constantes de temps évaluées sont de l'ordre de 0,5s, ce qui correspond à 2Hz. Par conséquent, il est clair que l'utilisation d'un modèle instationnaire est nécessaire lorsque le variateur est utilisé pour des petites vitesses.

Puces	Résistance thermique ($K.W^{-1}$)	Constante de temps (s)
I1_1 et I1_2	0,28	0,5
I2_1 et I2_2	0,28	0,5
D1_1 et D1_2	0,4	0,35
D2_1 et D2_1	0,4	0,35

Tableau 2-15. Valeurs remarquables issues des simulations en régime instationnaire

Afin d'illustrer notre propos et de déterminer numériquement l'évolution de la température des puces, nous simulons le cas de l'échauffement des puces I1_1 et I1_2 avec ANSYS mechanical (voir fig. 2-39). Nous avons alors une visualisation précise et détaillée sur l'évolution de la température des différents éléments du module au cours du temps, ce qui nous permet d'envisager d'autres possibilités pour améliorer la gestion thermique du composant.

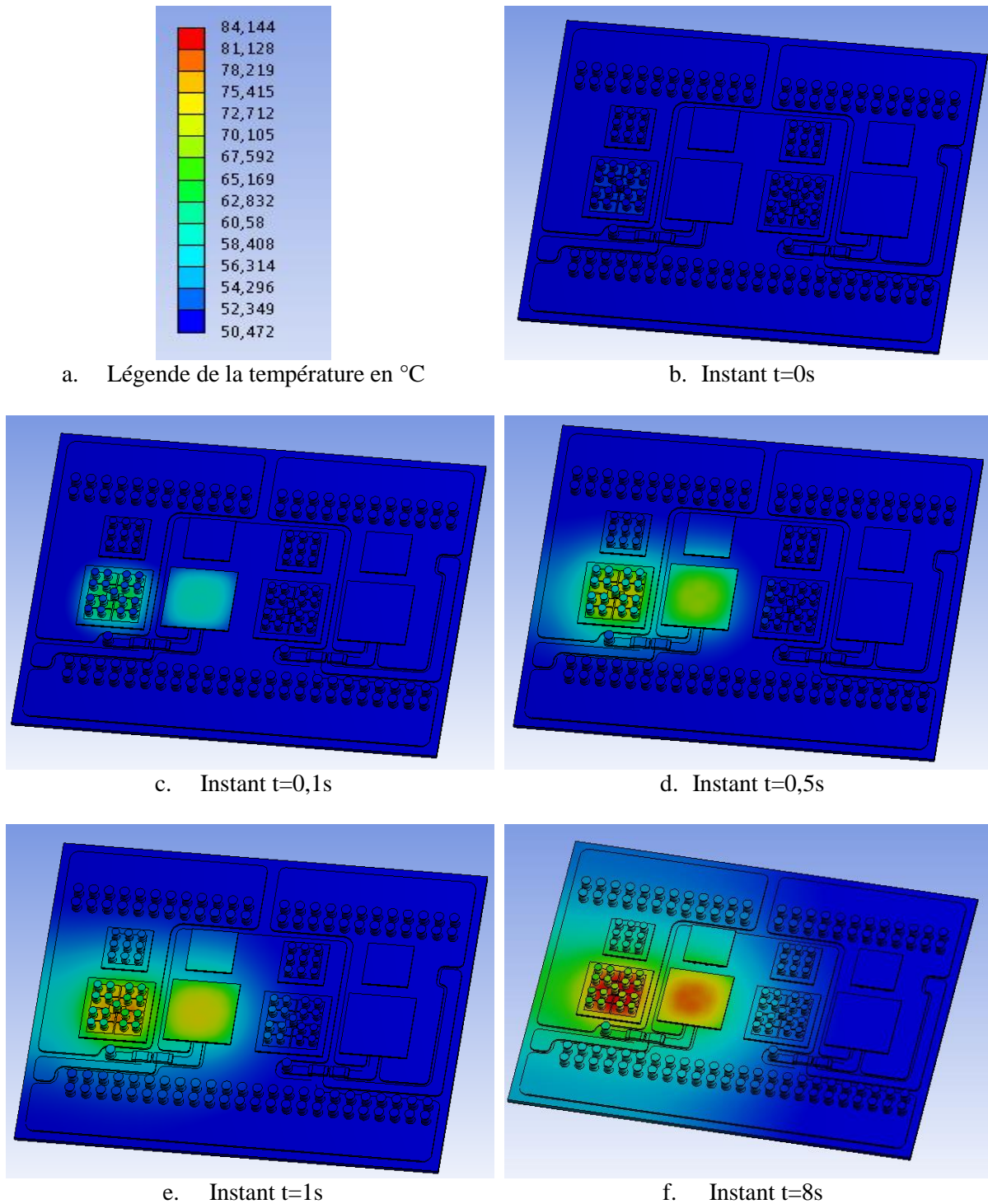
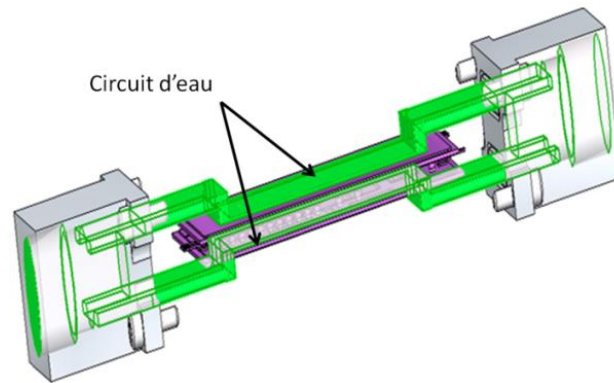


Figure 2-39. Champ de température en cas d'échauffement des puces I1_1 et I1_2

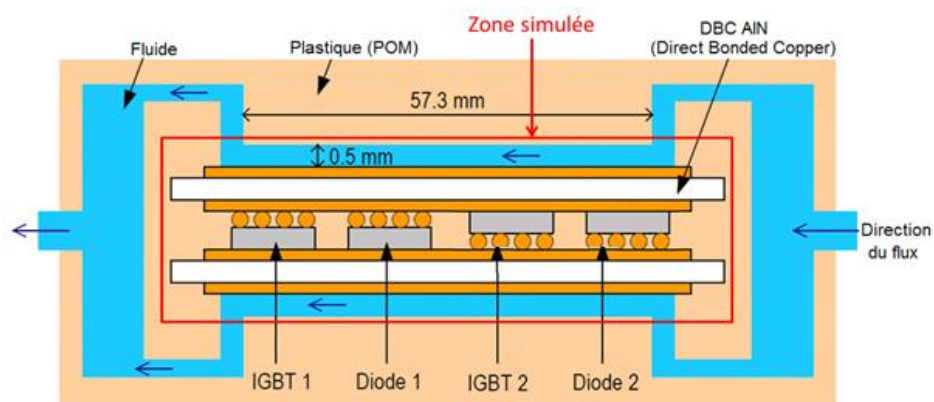
c. Couplage thermo-fluidique

Nous allons maintenant prendre en considération la circulation du fluide dans le dissipateur « lame d'eau » du boîtier du module CLARA (voir fig. 2-40.a). Pour étudier l'effet du couplage thermo-fluidique sur la performance thermique du module, et aussi à envisager une étude comparative avec des essais thermiques. Pour simplifier la géométrie, nous avons pris en compte les deux surfaces rectangulaires en contact avec les faces extérieures du substrat, mais sans les raccords hydrauliques, ce

qui représente une paire de parallélépipèdes dont la dimension fait 57,3mm de long, 24,3mm de large et 0,5mm d'épaisseur (voir fig. 2-40.b).



a. Géométrie 3D du circuit de refroidissement



b. Schéma en coupe du circuit de refroidissement

Figure 2-40. Géométrie du circuit de l'écoulement de l'eau

Le calcul et la simulation du couplage thermo-fluidique ont été réalisés sous ANSYS CFX. Pour cette étude, outre les propriétés des matériaux définies dans le tableau 2-13, nous donnons également celles de l'eau (voir tab. 2-16) et les conditions limites du domaine fluide (voir tab. 2-17).

Densité (kg.m ⁻³)	Chaleur spécifique (J.kg ⁻¹ .K ⁻¹)	Viscosité (Pa.s)	Conductivité thermique (W.m ⁻¹ .K ⁻¹)
1000	4180	10 ⁻³	0,6

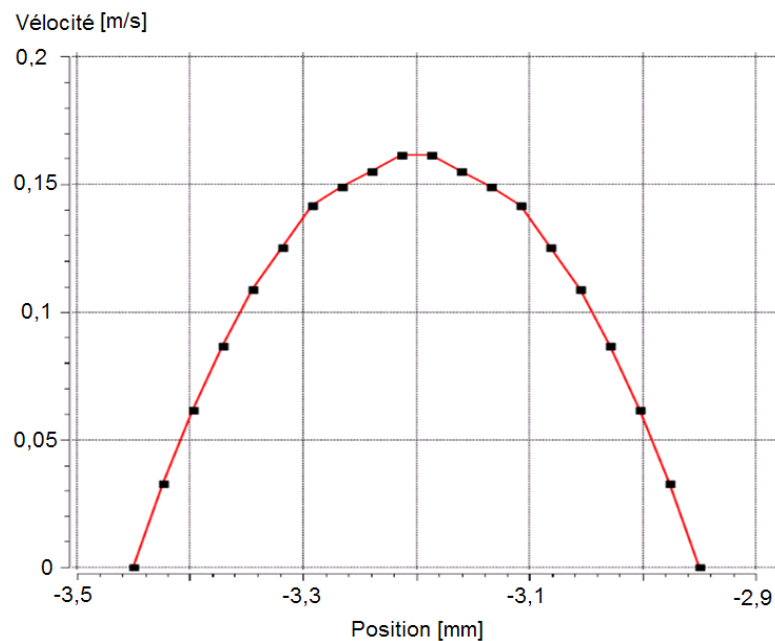
Tableau 2-16. Propriétés physiques de l'eau

Zone	Conditions limites
Entrée du circuit	Débit massique imposé (10 et 70 L.h ⁻¹) température d'eau à 20°C (conformément aux tests)
Sortie du circuit	Pression imposée à 1 bar
Interface solide/fluide	Condition d'adhérence « no slip » et continuité du flux de chaleur
Parois du circuit	Condition d'adhérence « no slip » et adiabatique

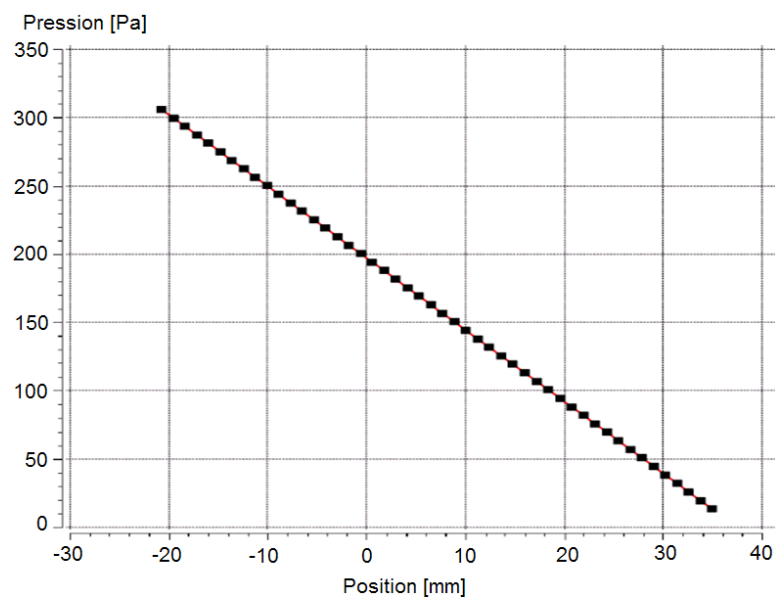
Tableau 2-17. Conditions limites du domaine fluide

Comme il s'agit d'un écoulement classique de type Poiseuille dans un canal rectangulaire, nous pouvons utiliser des résultats théoriques classiques, notamment concernant le profil de vitesse du fluide le long de l'épaisseur (voir l'exemple donné pour un débit de 10 l.h^{-1} sur la figure 2-41.a). Nous pouvons démontrer théoriquement qu'il est parabolique en nous basant sur les équations de Navier Stokes, et que la vitesse maximale se trouve au milieu de l'épaisseur avec une valeur valant $3/2$ de la vitesse à l'entrée.

De plus, il est à noter que ce profil de vitesse est identique en tout point du canal, en considérant que la température du fluide dans le canal est constante. Par ailleurs, nous pouvons aussi démontrer que, pour ce type d'écoulement, le gradient de pression est constant le long de l'écoulement (voir fig. 2-41.b).



a. Profil de vitesse suivant l'épaisseur



b. Profil de pression suivant la longueur

Figure 2-41. Modélisation de l'écoulement du fluide dans la lame d'eau avec un débit de 10 l.h^{-1}

Nous avons simulé le champ de température au sein du module au cours du temps, en combinant cette fois-ci la convection forcée du fluide dans les dissipateurs avec l'équation de conservation de l'énergie. L'exemple de la propagation de la chaleur dissipée dans les puces D1_1 et D1_2 avec un débit de 10l.h^{-1} est donné sur la figure 2-42.

Nous disposons alors d'un modèle très complet du module CLARA, du point de vue thermique et fluide, qui peut être confronté aux essais thermiques. Il est à noter que, afin de pouvoir effectuer les simulations sous ANSYS Flux, le matériau de certaine couche des composants a été simplifiée et remplacée par le cuivre.

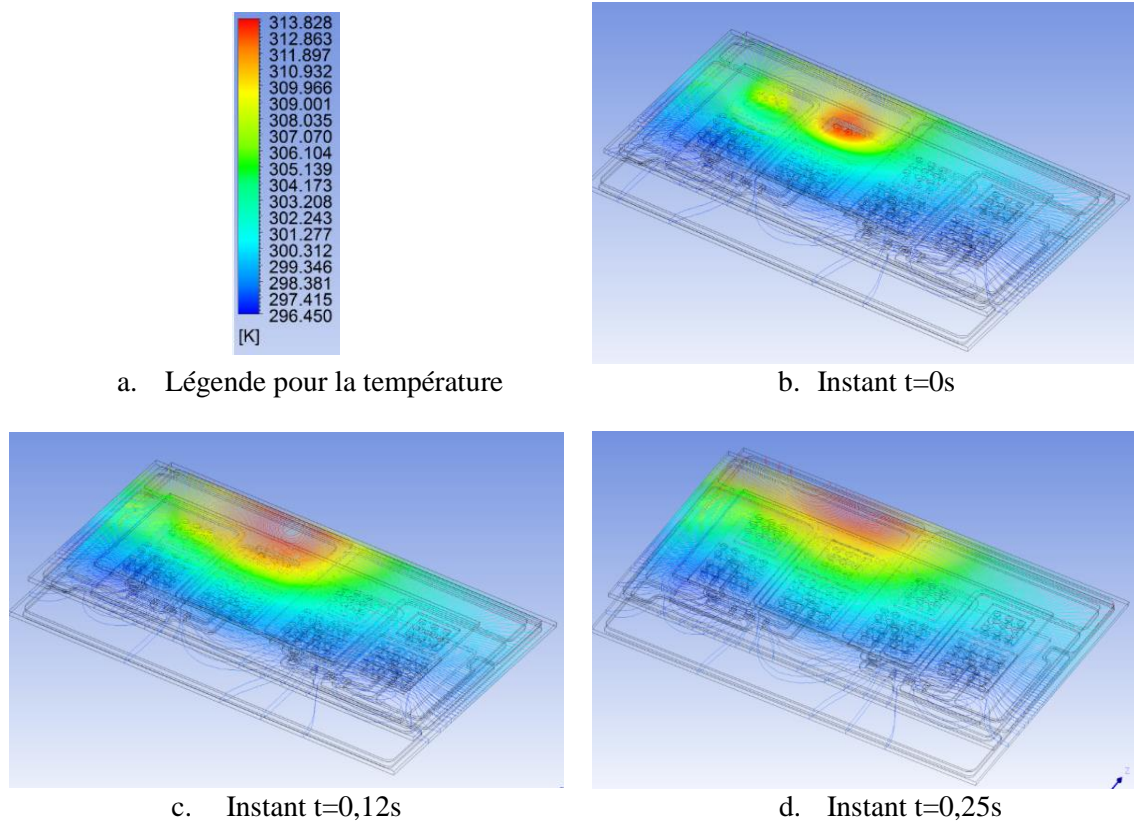


Figure 2-42. Champ de température en couplage thermo-fluidique dans les puces D1_1 et D1_2

d. Essais et expérimentations thermiques

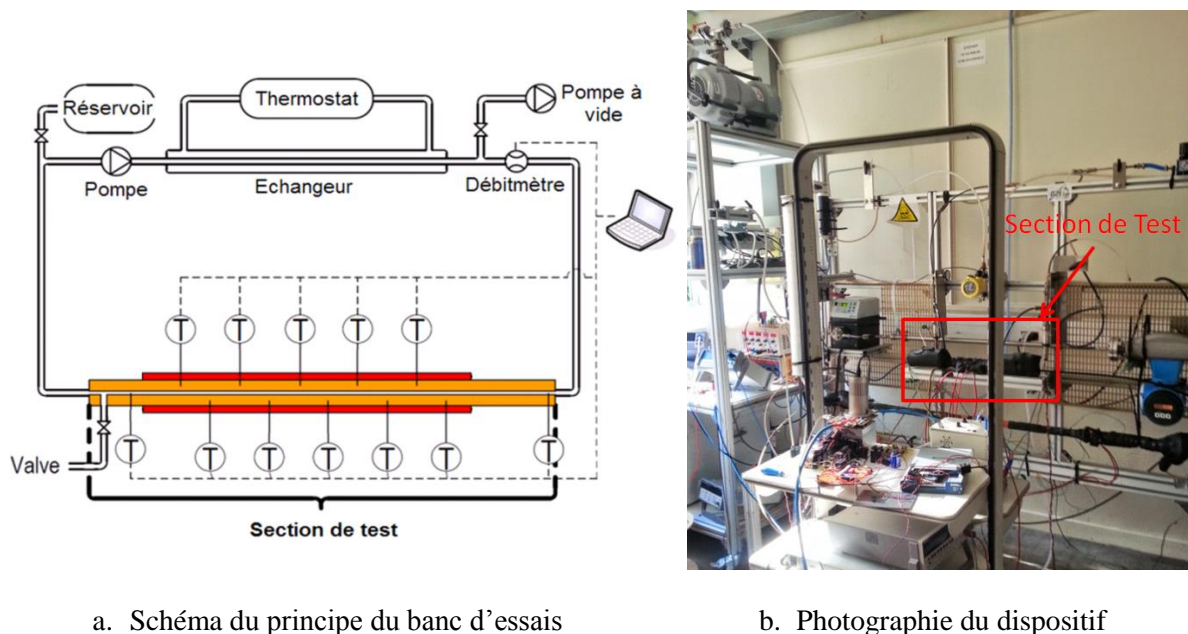
Les mesures expérimentales de la résistance thermique et de l'impédance thermique ont été réalisées par le doctorant, M. Wahid Cherief, au sein du laboratoire G2Elab (voir fig. 2-43), dans le cadre d'une étude expérimentale sur les transferts thermiques par convection forcée [CHER]. La mesure de résistance thermique ou de la température de jonction utilise les paramètres électriques thermosensibles des composants de puissance (tension directe sous un courant de 50mA).

En effet, les propriétés électriques des composants semi-conducteurs varient en fonction de leur température de fonctionnement. Cette bijectivité nous permet d'utiliser la caractéristique électrique des composants de puissance comme indicateur de température. Ainsi, nous avons obtenu la température de jonction des puces D1_1 et D1_2 issue des essais avec différents débits, et nous l'avons comparée aux résultats de simulation en couplage thermo-fluidique (voir tab. 2-18). Nous remarquons que pour l'expérience, la précision de mesure est en-dessous de 2°C , ainsi par rapport à la température de référence à 50°C , nous avons une incertitude inférieure à 4% sur la valeur de résistance thermique calculée.

Débit (l.h^{-1})	R_{th} simulée (K.W^{-1})	R_{th} expérimentale (K.W^{-1})
10	0,274	0,482
70	0,210	0,358
90	0,202	0,335

Tableau 2-18. Comparaison des résistances thermiques en fonction du débit

Nous constatons un grand écart entre les deux résultats, Ceci peut s'expliquer par le fait que, dans la création du modèle, nous avons unifié plusieurs couches d'interfaces du DBC en une seule couche cuivre, afin d'alléger et limiter le temps de calcul. En effet, comme le cuivre est un bon conducteur de la chaleur par rapport aux autres matériaux, nous avons des conductances thermiques bien plus importantes dans notre modèle qu'en réalité. Pour réduire cet écart il faut affiner davantage le modèle en considérant toutes les couches de matériaux différents. En outre, la résistance thermique d'interface de contact est difficile à modéliser numériquement, en particulier la surface de contact entre les plaques de cuivre et la céramique.



a. Schéma du principe du banc d'essais

b. Photographie du dispositif

Figure 2-43. Principe des essais thermiques

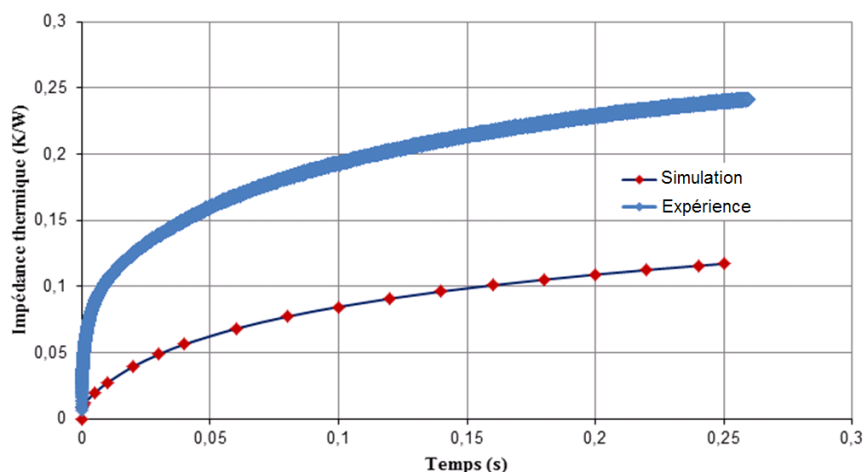
Concernant la mesure de l'impédance thermique, nous employons la technique dite « Cooling Curve Technique ». Elle consiste à dissiper une puissance dans le composant jusqu'à atteindre le régime établi, de stopper l'injection de la puissance, puis d'observer la courbe du refroidissement de la température de jonction. En effet, cette courbe en refroidissement est conjuguée à la courbe d'échauffement (voir la section II.C.2.b). Cependant, une certaine limite existe dans cette hypothèse, car elle ne tient pas compte du phénomène de diffusion dans le cône de chaleur qui varie entre le régime transitoire et le régime établi, ni de la dépendance en température des propriétés des matériaux. Ainsi, nous avons pu réaliser des essais en régime instationnaire, afin d'obtenir la mesure des impédances thermiques avec différents débits.

La figure 2-43 compare les impédances thermiques dans les puces D1_1 et D1_2 avec un débit de 10 l.h^{-1} obtenues expérimentalement et par simulation avec couplage thermo-fluidique (figure 2-43). Nous remarquons d'abord que les impédances thermiques déterminées par simulation sont plus faibles que celles mesurées expérimentalement, ce qui est logique suite aux résultats obtenus plus haut et pour

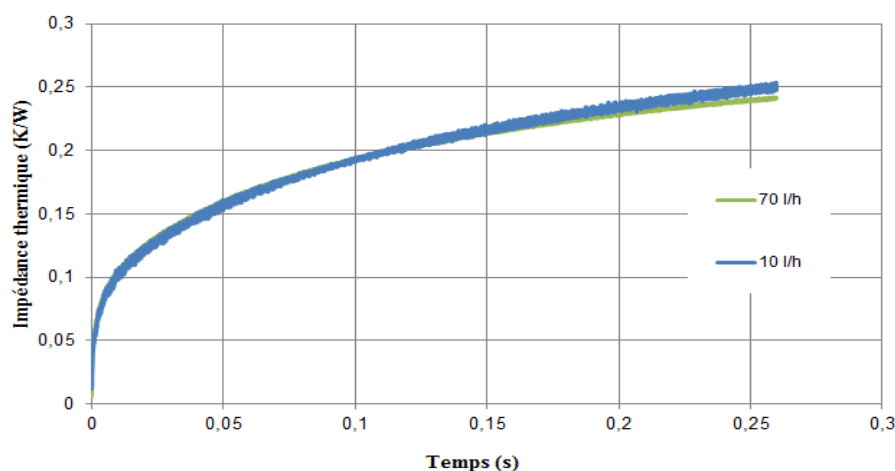
la même raison avancée. Puis, le fait d'avoir remplacé certains matériaux par le cuivre dans le modèle numérique peut aussi expliquer la différence d'allure de courbes à l'origine entre les deux résultats. Enfin, les deux courbes en régime établi sont à peu près parallèles, ce qui signifie que l'estimation du coefficient d'échange du modèle est assez proche de la réalité (voir fig. 2-43.a).

Par ailleurs, nous voyons que l'impact du débit ne se manifeste que vers la centaine de ms, ce qui correspond au temps pour que le flux de chaleur atteigne l'interface solide-fluide (voir fig. 2-43.b). Par conséquent, pour des variations lentes de température au sein du module, le débit du fluide de refroidisseur peut effectivement avoir un impact sur l'efficacité du dissipateur.

En conclusion, nous avons estimé par simulation et par mesure les performances thermiques du module CLARA dans différentes conditions et en rapport avec le fonctionnement d'un SM de la topologie MMC. Nous avons établi plusieurs modèles thermiques, afin de nous rapprocher au véritable comportement thermique du module conçu. Cela nous a permis d'appréhender certains caractéristiques du refroidissement double-face à eau. En effet, sur la figure 2-43 à 20ms, correspondant à un fonctionnement de 50Hz, l'impédance atteint à peine 30% de sa valeur finale. Ce qui suggère que tout le dimensionnement du refroidissement du module doit en fait s'effectuer en régime instationnaire où de forte variation de température devant être prise en considération, et non seulement pour les opérations en basse fréquence. Nous proposons alors de remplacer les dissipateurs à eau par des dissipateurs à air, avec une inertie bien plus faible, afin de réduire de manière significative le temps de la montée de l'impédance thermique.



a. Comparaison entre simulation et expérience avec un débit de 10 L.h⁻¹



b. Comparaison des résultats expérimentaux entre les débits à 10 et 70 L.h⁻¹

Figure 2-43. Courbes d'impédances thermiques

II.C.3. Simulations électriques et thermo-mécaniques

Dans cette section, nous allons effectuer des vérifications de sorte à évaluer les performances électriques et thermo-mécaniques du module CLARA.

a. Evaluation de l'inductance de boucle

Pour évaluer l'architecture d'un module de puissance IGBT, la valeur de l'inductance de boucle constitue un critère fondamental. En effet, pour les composants d'électronique de puissance, les surtensions lors des commutations liées aux valeurs des inductances peuvent devenir prohibitives.

Sous le logiciel Maxwell 3D, nous cherchons d'abord à modéliser par éléments finis la densité surfacique du courant au sein du module. Pour cela, on place de manière virtuelle une source de courant DC à l'endroit de la connectique de puissance, en veillant au sens de parcours du courant. Pour chaque phase de conduction du module, tous les semi-conducteurs à l'état OFF sont considérés comme isolants. Le solveur du logiciel se charge par la suite de modéliser la distribution du courant dans les différentes parties du module. La figure 2-44 illustre la modélisation de la répartition du courant dans le cas où le courant part de la terminaison « - » et arrive à la « sortie ».

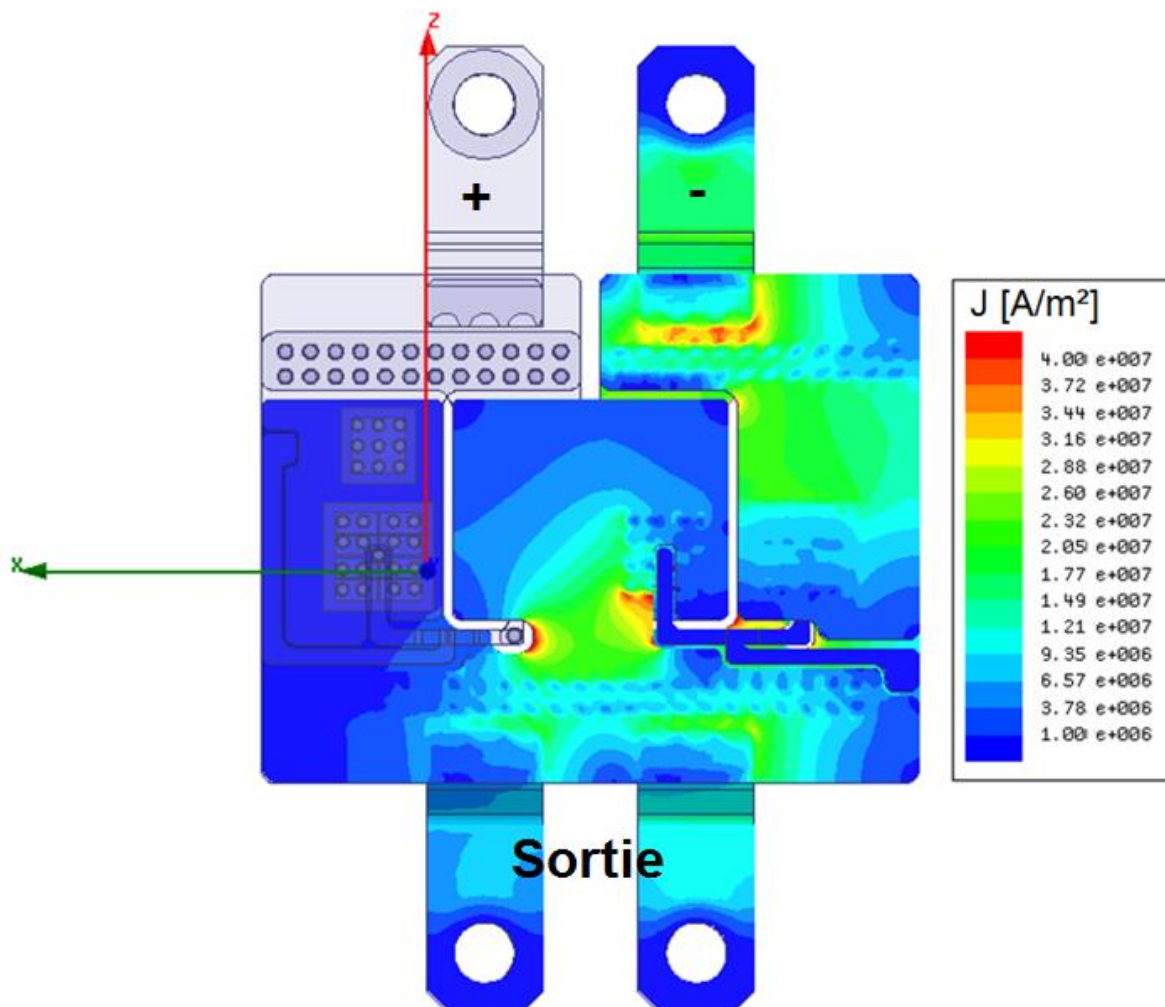


Figure 2-44. Modélisation de la densité surfacique du courant

Ensuite, nous calculons les différents paramètres électriques à l'aide du logiciel Q3D Extractor. Ce logiciel a la capacité de prendre en compte la modélisation de la distribution de courant surfacique et, par son solveur, de modéliser le système complexe sous forme d'un système équivalent plus simple, composé d'association de résistances, de capacités et d'inductances. Ces paramètres sont finalement regroupés dans une matrice qui va caractériser le système initial. Ainsi, après plusieurs modélisations suivant la séquence de conduction d'un SM et des vérifications, nous donnons la valeur de l'inductance de boucle dans le cas du module CLARA avec et sans les connectiques de puissance, mais aussi celle du module de référence, EconoDual3, d'après la donnée constructrice [INF3] dans le tableau 2-19.

	Module CLARA sans connectiques de puissance	Module CLARA avec connectiques de puissance	Module EconoDual3
Inductance de boucle (nH)	7,3	19,3	20

Tableau 2-19. Comparaison des inductances de boucle

Nous constatons d'abord que l'inductance de boucle du module CLARA avec les connectiques de puissance présente un aspect équivalent par rapport au module EconoDual3, ce qui confirme la performance électrique de ce design. Par ailleurs, sans les connectiques de puissance, la valeur de l'inductance peut encore être réduite davantage, car elle est de 38% de celle de l'actuel design. Ceci laisse donc une large marge d'amélioration possible sur le design des connectiques.

b. Evaluation des contraintes thermo-mécaniques

Comme l'aspect fiabilité a été avancé dans la justification du design du module CLARA, nous allons nous intéresser à la répartition des contraintes et aux déformations de notre module. Nous prenons la configuration thermique en régime stationnaire avec un coefficient d'échange constant de $2500 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}$ pour le dissipateur. Par la suite, la géométrie, le maillage, les propriétés thermo-physiques et la puissance dissipée dans chacune des puces sont les mêmes que dans les précédentes études, et nous devons aussi imposer les paramètres mécaniques des matériaux constituant le module [Annexe 7], ainsi que les conditions limites mécaniques. Nous avons deux types de conditions à imposer, dont la première est de prendre en compte le calcul thermique préalablement réalisé et la deuxième est d'imposer un déplacement nul sur les faces externes des substrats du module, étant donné que ces derniers sont encapsulés et collés dans un boîtier.

Pour modéliser le comportement plastique des matériaux, un modèle d'écrouissage multilinéaire (II.17) a été choisi, avec σ la contrainte thermo-mécanique (en Pa), ε_p la déformation (en %), T la température, et des coefficients constants tels que $m_\sigma=4,39$, $C_{6t}=1,6.10^{10}$, $G_0=2,8.10^6$ et $G_1=10^4$.

$$\sigma = \left(\frac{\varepsilon_p}{C_{6t}}\right)^{\frac{1}{m_\sigma}} (G_0 - G_1(T - 273))6895 \quad (\text{II.17})$$

Après avoir défini tous ces paramètres dans le solveur du logiciel ANSYS, nous modélisons le champ des contraintes de VON MISES au sein du module (voir fig. 2-45). Nous remarquons que les contraintes sont localisées essentiellement au niveau des brasures et des puces. La valeur maximale des contraintes est de 14MPa autour des puces I1_1 et I1_2, et cela se justifie par le fait qu'au niveau des puces, nous avons des sollicitations thermiques importantes correspondant aux points chauds (voir fig. 2-45.b et c). Par ailleurs, d'après les figures 2-45.d et e, nous observons en effet une similitude entre les contraintes exercées sur la paire des puces constituant une fonction d'interrupteur, ce qui permet de compenser les efforts mutuellement entre les deux faces.

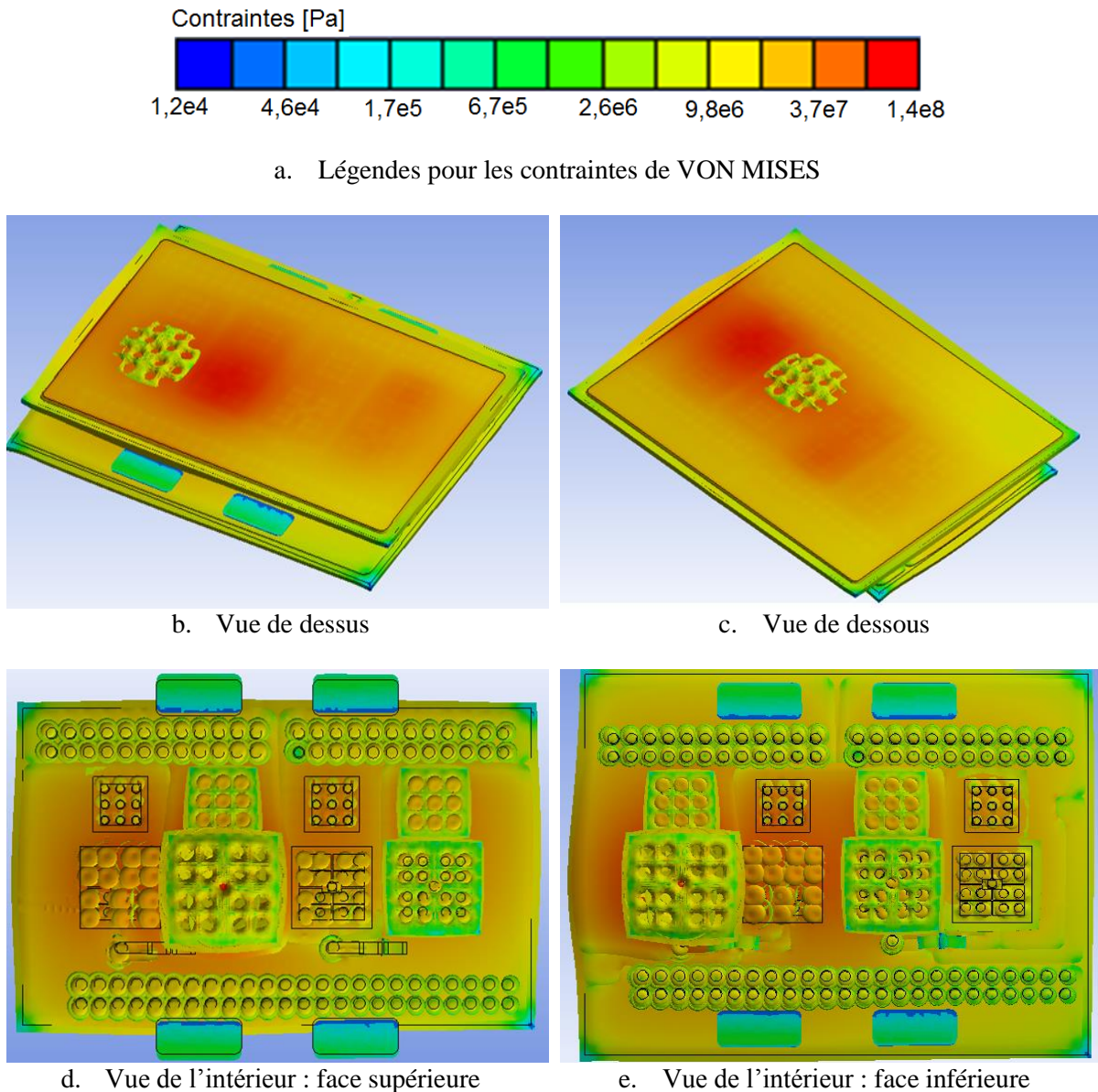
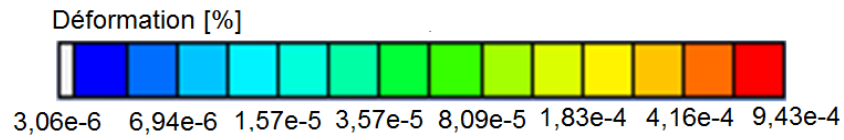


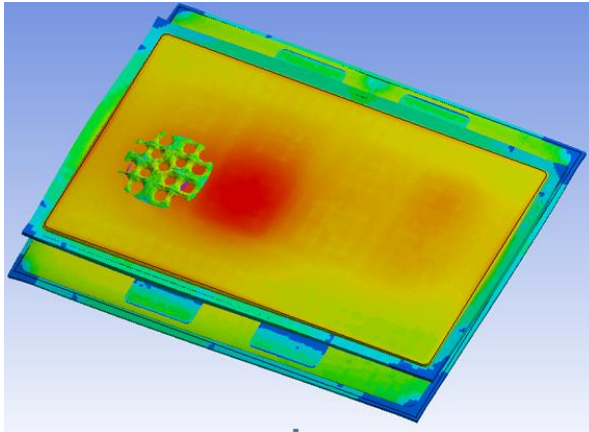
Figure 2-45. Répartition du champ de contraintes de VON MISES

Par la même occasion, nous visualisons la déformation des différents éléments dans le module (voir fig. 2-46). Nous constatons que les déformations sont importantes au niveau des brasures, des puces et des substrats. En effet, d'une part, ces matériaux ont soit un comportement mécanique fragile (substrats et puces), soit un coefficient d'expansion thermique important (brasures) ; d'autre part, le champ de contraintes est important au niveau de certains matériaux tels que les brasures et les puces, comme on vient de le voir. Nous constatons de nouveau une « symétrisation » de la déformation au niveau de la paire de puces d'un interrupteur. Le module CLARA a donc bien atteint ses objectifs.

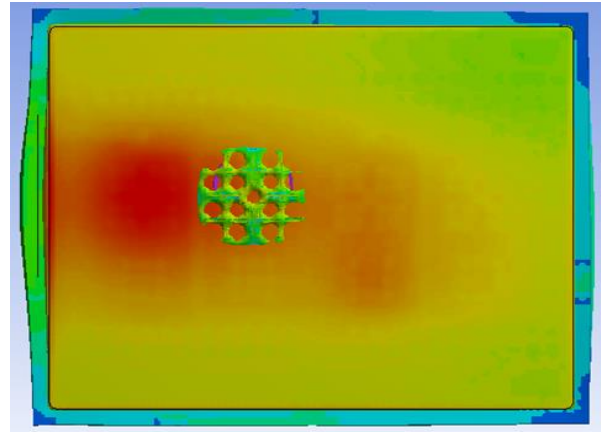
A travers cette analyse thermo-mécanique, nous avons montré que les éléments les plus sollicités du module sont les brasures, les puces et les substrats. Le degré de sollicitation dépend bien évidemment des conditions thermiques et donc des performances thermiques du refroidisseur. Plus un refroidisseur est performant, plus les contraintes mécaniques sont réduites. Par conséquent, des études sur l'amélioration et l'intégration du dissipateur pourront être menées, afin de fournir un module de puissance encore plus performant. Néanmoins, par manque de temps, nous n'avons pas pu effectuer la même simulation sur le design planaire pour comparaison.



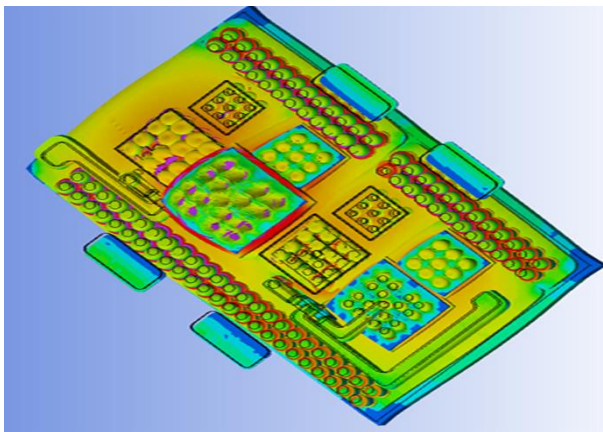
a. Légende pour la déformation



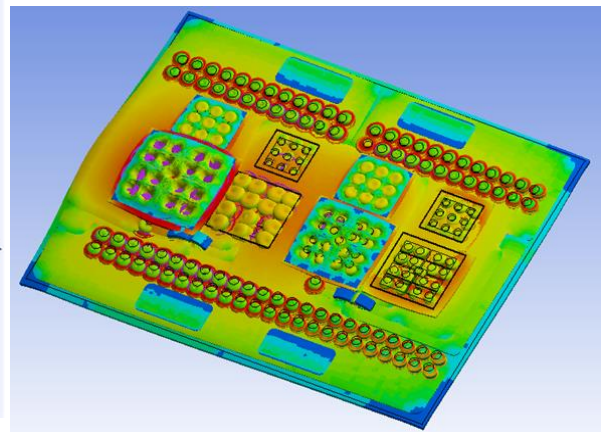
b. Vue de dessus



c. Vue de dessous



d. Vue de l'intérieur : face supérieure



e. Vue de l'intérieur : face inférieure

Figure 2-46. Visualisation de la déformation dans le module

Conclusion du chapitre II

A l'aide d'un modèle moyen de la topologie modulaire et multiniveaux MMC, nous avons cherché à mettre en évidence toutes les contraintes thermiques conditionnant le bon fonctionnement d'un tel onduleur de puissance. En nous basant sur la conception d'un seul sous-module, et après avoir cherché à cerner toutes les singularités de la technologie d'interconnexion par bumps, ce travail de thèse nous a fait émerger un nouveau concept permettant à la fois d'améliorer l'aspect refroidissement double-face et de réduire la dimension du module. La présentation et l'analyse du concept CLARA (sigle pour Chips Lay-down by Alternative aRrangement Architecture), structure reposant sur le positionnement alternatif des puces entre les deux substrats d'un même module, ont fait apparaître plusieurs bénéfices dont l'équilibrage du transfert thermique double-face, la mutualisation des contraintes thermomécaniques ou encore une relative réduction de l'inductance de boucle par rapport à une structure planaire traditionnelle.

De manière plus précise, nous avons montré comment un travail sur l'élément de conduction, à savoir les bumps, avec une remise en cause de la disposition planaire des composants de puissance, permettrait de tirer tous les bénéfices de la technologie du packaging 3D. Une telle évolution permet d'apercevoir des perspectives conceptuelles au niveau d'une fonction d'interrupteur, mais aussi bien au niveau de la cellule de commutation, brique élémentaire de tout système d'électronique de puissance moderne. Au cours de cette analyse, nous avons montré tout l'intérêt et la faisabilité de réaliser un interrupteur par la mise en parallèle et en disposition alternative des puces, et à terme, l'utilisation de ce concept itératif dans la fabrication d'un module de deux interrupteurs en série.

Au-delà du concept, ce travail de thèse s'est également penché sur la mise en œuvre des modules de puissance IGBT avec les questions technologiques que cela implique. En nous appuyant sur l'expérience du passé et des connaissances acquises issues des différents projets antérieurs, le choix de la technologie bumps nous a poussés à mener des caractérisations électrostatique et thermique du prototype, dimensionné pour être embarqué dans le variateur de vitesse en moyenne tension finalisé. A partir de la mesure de la résistance électrique, nous avons mis en évidence le bon comportement statique du module. Par la suite, nos travaux de modélisation thermique des interfaces du module sous différentes conditions nous ont permis d'obtenir des résultats proches de ceux des caractérisations expérimentales, validant ainsi notre méthode mais ne permettant pas une analyse fine des phénomènes en présence. L'impossibilité de dissocier les deux puces mutualisée lors des mesures ne nous a pas fourni de valeur exacte. Des réflexions et des tentatives sont à poursuivre, notamment par le développement de méthodes de mesure adaptées à notre application.

L'inductance parasite supplémentaire induite par les connectiques et la déformation relativement excessive de certains éléments ont été mises en lumière par nos simulations. Cela a permis de baliser la direction des améliorations possibles pour tirer pleinement profit d'un tel concept. En effet, étant donné que nous sommes limités dans le temps pour ce projet, le design de certains éléments pourrait encore être perfectionné, c'est évidemment le cas des connectiques. Le choix des matériaux pour d'autres éléments, comme la brasure et les substrats, constitue aussi un potentiel d'optimisation. Enfin, l'intégration du dissipateur à fluide dans le boîtier a été un point bloquant dans la réalisation finale du module, notamment à cause de la technique du collage et du choix de matériau plastique. Il faut donc trouver des solutions plus fiables, en particulier des dissipateurs à air pour les applications industrielles. Au-delà de ces perspectives, nous pouvons aussi entrevoir l'opportunité d'appliquer les résultats de ce travail aux nouveaux composants de puissance en SiC ou GaN, dont la capacité de montée en température et les besoins d'évacuation de la chaleur présente de nouveaux défis pour le domaine du packaging. Un refroidissement double-face équilibré et une fiabilité accrue seraient donc les bienvenus, sur des zones présentant de forts niveaux d'épanouissement thermique et des températures de fonctionnement pouvant atteindre 400°C voire plus.

Références du chapitre II

- [ALLE] S. Allebrod, R. Hamerski, R. Marquardt, *New Transformerless scalable Modular Multilevel Converters for HVDC-Transmission*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 174-179, Juin 2008.
- [AKA2] H. Akagi, *New Trends in Medium-Voltage Power Converters and Motor Drives*, IEEE Industrial Electronics (ISIE), ISBN 978-1-4244-9311-1, page 5-14, 27-30 June 2011.
- [BATI] E. Batista, *Nouvelles structures électroniques pour le transport électrique : Impacts des nouvelles contraintes d'intégration sur les interférences électromagnétiques et moyens de prévision de la compatibilité électromagnétique*. Thèse, Université de Toulouse III – Paul Sabatier, 2009.
- [CHER] W. Cherief, M. Wu Cong, Y. Avenas, S. Ferrouillat, L. Jossic, A. Lebouc, J. Berard, M. Petit, *Experimental Investigation on Heat Transfer Enhancements in Laminar Flow with Ferrofluids – Application to Power Electronics Cooling*. In 20th International Workshop (Therminic 2014) – Thermal investigations of IC'S and systems, Londres, Royaume-Uni, Sep. 2014.
- [CON1] CT-Concept Technologie AG, *2SP0155T Description & Application Manual*. IGBT-Driver.com, Switzerland, Version. 23rd April 2010.
- [CORN] Dow Corning 3-4170 Dielectric Gel Kit, fiche produit.
- [HABR] W. Habra, *Développement de modèles thermiques compacts en vue de la modélisation électrothermique des composants de puissance*. Thèse, Micro and nanotechnologies/ Microelectronics, Université Paul Sabatier – Toulouse III, tel-00159791, 2007.
- [HASS] T. Hassi, *Modélisation thermomécanique d'un module de puissance à interconnexion 3D*, rapport de stage en fin d'étude, Schneider Electric - PRIMES, Août 2014.
- [HOUD] H. Oudin, *Introduction à la plasticité*. Ecole d'ingénieur, Ecole Centrale de Nantes, pp.49, cel-00483603, 2009
- [INF2] A. Volke, M. Hornkamp, *IGBT Modules – Technologies, Driver and Application*, Seconde édition, publication par Infineon Technologies AG, 2012.
- [INF3] Infineon, *IGBT-module FF300R17ME4*, Technical information. Révision 2,4. Publication 06 Juin 2012.
- [INF4] Infineon, *Technical information IGBT-Module FF300R17ME4*. Revision 2.3, 1st March 2011.
- [INRE] INRETS, Pôle de recherche Laboratoire de Technologies Nouvelles.
<http://www.inrets.fr/ur/ltn/poles/energie/pdderdsidp.htm>
- [KOUR] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, W. Bin, J. Rodriguez, M. A. Perez, J. I. Leon, *Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.57, no.8, pp.2553-2580, 2010.

- [LES1] P. Lesnicar, R. Marquardt, J. Hildinger, A. bei Elektronikhausfällen, and A. an verschiedene Leistungs, *Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendung bei hohen Spannungen*, 2002.
- [LES2] P. Lesnicar, R. Marquardt, *An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range*, Proc. IEEE Bologna Power Tech, Bologne, 2003.
- [LOPE] M. Lopez, *Analyse de défaillance de deux modules IGBT*. Rapport AF04-0080, Serma technologies, 9 Février 2004.
- [MALG] L. Malgouyres, *Refroidissement par convection forcée d'un système de puissance à forte intégration*, rapport de stage en fin d'étude, Schneider Electric - PRIMES, Juillet 2013.
- [MARQ] R. Marquardt, *Brevet allemand, n° DE10103031*. Riemerling, Allemagne. DPMA (Office allemand des brevets et des marques), 2001.
- [MENA] L. Ménager, *Contribution à l'intégration des convertisseurs de puissance en 3D*. Thèse, Ampère – UMR 5005, INSA de Lyon, 11 Décembre 2008.
- [MODE] T. Modeer, H.P. Nee and S. Norrga, *Loss comparison of different sub-module implementations for modular multilevel converters in HVDC Applications*, Power Electronics and Applications (EPE 2011), vol.22, no.3, page.32-38, 2011.
- [MTDO] M. T. Do, *Propriétés diélectriques des gels isolants : application aux composants d'électronique de puissance*. Thèse, G2Elab – EEATS – Université Joseph Fourier, Grenoble, 21 Avril 2009.
- [PRI1] P. Lasserre, C. Duchesnes, E. Batista, *Technologie d'interconnexion par bumps pour semi-conducteurs de puissance*, 14^e édition de la conférence Electronique de Puissance du Futur (EPF 2012), Bordeaux, 5-7 Juillet 2012.
- [PRI2] P. Lasserre, *Matériaux et procédé de fabrication des convertisseurs de puissance intégré*. Ver.6, Décembre 2011.
- [RIZE] C. Rizet, *Amélioration du rendement des alimentations sans interruption*, thèse, G2Elab – EEATS – Université de Grenoble, tel-00651973, version 1, 14 Dec 2011.
- [SOL1] E. Solas, G. Abad, J. Andoni Barrena, S. Aurtenetxea, A. Carcar and L. Zajac, *Modular multilevel converter with different submodule concepts – Part I: Capacitor voltage balancing method*, IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol.60, Issue.10, page.4525 – 4535, 2012.
- [SOL2] E. Solas, G. Abad, J. Andoni Barrena, S. Aurtenetxea, A. Carcar and L. Zajac, *Modular multilevel converter with different submodule concepts – Part II : Experimental validation and comparison for HVDC application*, Industrial Electronics IEEE Transactions. Vol.60, Issue.10, page.4536 – 4545, 2012.
- [SOLO] P. Solomalala et al, *Virtual reliability assessment of integrated power switches based on multi-domain simulation approach*. European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis, France, October 2007.
- [TARR] J. Tarrieu, *Etude et durabilité de solutions de packaging polymère d'un composant diamant pour l'électronique de puissance haute température*. Thèse, Université de Toulouse III – Paul Sabatier, 2012.

- [VAGN] E. Vagnon, *Solutions innovantes pour le packaging de convertisseurs statiques polyphasés*. Thèse, G2Elab – EEATS – Université de Grenoble, 15 Mars 2010.
- [VLAD] K. Vladimirova, *Nouveaux concepts pour l'intégration 3D et le refroidissement des semi-conducteurs de puissance à structure verticale*. Thèse, G2Elab – EEATS – Université de Grenoble, tel-00738000, version 2 – 4 mai 2012
- [ZHAN] Y. Zhang, G.P. Adam, T.C. Lim, Stephen J. Finney and B.W. Williams, *Voltage source converter in high voltage applications multi-level versus two-level converters*, 9th IET International Conference on AC and DC Power Transmission, page.1-5, 2010.

Chapitre III – Stratégies de commande du variateur MMC

Le convertisseur basé sur la topologie MMC (Modular Multilevel Converter) a été beaucoup étudié depuis sa première présentation en 2002 dans [LES2], notamment pour le transport de l'électricité à très haute tension (en anglais HVDC pour High Voltage Direct Current). De nombreux articles et thèses y sont consacrés, en particulier sur des sujets tels que la modélisation, les techniques de modulation et les stratégies de commande, le dimensionnement des composants et son éventuelle utilisation dans le domaine de la variation de vitesse des moteurs électriques [AKA2]. Cela démontre qu'il existe encore des difficultés techniques à surmonter pour généraliser cette technologie malgré tous ses avantages (voir section I.C.3) pour les applications en moyenne et haute tensions ([SAMI] et [BER1]).

Afin d'évaluer et de proposer une solution de variateur de vitesse basée sur la topologie MMC, il est primordial d'avoir une meilleure compréhension sur l'influence des différents degrés de liberté intrinsèques au convertisseur, ainsi que sa sensibilité aux facteurs exogènes et aux points de fonctionnement d'un tel système. Dans la littérature, la plupart des modèles de la topologie MMC sont basés sur l'interprétation énergétique ([CHEN] et [RUF1]), en particulier la représentation énergétique macroscopique [SAMI]. Ces modèles permettent de mettre en lumière la chaîne d'action et de réaction dans le fonctionnement d'un convertisseur MMC, de proposer des solutions de dimensionnement rapide de composants en vue d'une étude de conception, et surtout de proposer des stratégies de commande avec une vision globale du système. Cependant, ce formalisme est théoriquement complexe et les lois de commandes associées sont difficiles à mettre en œuvre, car il implique des formes quadratiques pour calculer les références de contrôle. Par ailleurs, ces méthodes d'interprétation sur l'évolution des dynamiques du convertisseur se basent uniquement dans le régime établi et en fréquence fixe. Or, pour l'application en variation de vitesse, la fréquence est considérée comme un paramètre variable.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous posons la question de savoir s'il existe une représentation plus simple de l'onduleur MMC. En effet, dans le cas de la variation de vitesse nous n'avons pas la même contrainte que dans l'application de la transmission HVDC, où l'équilibrage des puissances est crucial. Les principales difficultés d'un variateur MMC en moyenne tension restent l'équilibrage et la stabilisation de la tension aux bornes des condensateurs flottants, le contrôle des dynamiques internes du convertisseur, et la réduction de la sur-ondulation de ces tensions en fonctionnement à basse fréquence, par conséquent la possibilité de réduire la capacité embarquée dans le convertisseur. De plus, un modèle plus simple permet de proposer un système de commande plus économe en ressources et plus compact physiquement, des critères auxquels les industriels sont favorables.

Pour cela, dans un premier temps nous présentons une étude de modélisation dynamique avec l'appui des résultats antérieurs. Ensuite, à l'aide d'une représentation d'état, nous proposons un modèle plus général de l'onduleur MMC, en prenant donc la fréquence de sortie comme un paramètre variable, ce qui différencie notre modèle des autres. Dans le deuxième paragraphe, par la méthode d'inversion de modèle, nous proposons des lois de commandes avec comme objectif de maîtriser la variation des courants internes ou de la tension aux bornes des condensateurs flottants. Enfin, un prototype d'onduleur à 3 niveaux a été réalisé pour ce projet, pour que le modèle et les lois de commande puissent être implémentés et vérifiés à travers différents essais.

III.A. Modélisation et analyse de la topologie MMC

Nous rappelons qu'un premier modèle très simple, basé sur la loi de Kirchhoff, a été proposé au début du chapitre II, afin de souligner la relation entre les différents courants présents dans le convertisseur. Le fonctionnement élémentaire d'un SM (Sous-Module) a aussi été présenté par la même occasion, ainsi il est considéré comme acquis.

Dans ce chapitre, un modèle plus détaillé sera proposé. Pour donner plus de clarté, la figure 3-1 illustre les différents composants constituant un onduleur MMC. Nous dénotons, dans les trois phases (R,S,T) d'un onduleur, un bras composé de deux demi-bras en haut et en bas. Ces demi-bras, quant à eux, sont composés d'un nombre limité N de SM mis en série, en présence d'une inductance de liaison L et d'une résistance parasite R . Pour un choix de simplicité du prototype réalisé, chaque SM est à son tour constitué d'un condensateur flottant C et d'un « demi-pont ». Nous supposons que tous les composants sont identiques dans les demi-bras, pour que le système soit bien équilibré et symétrique.

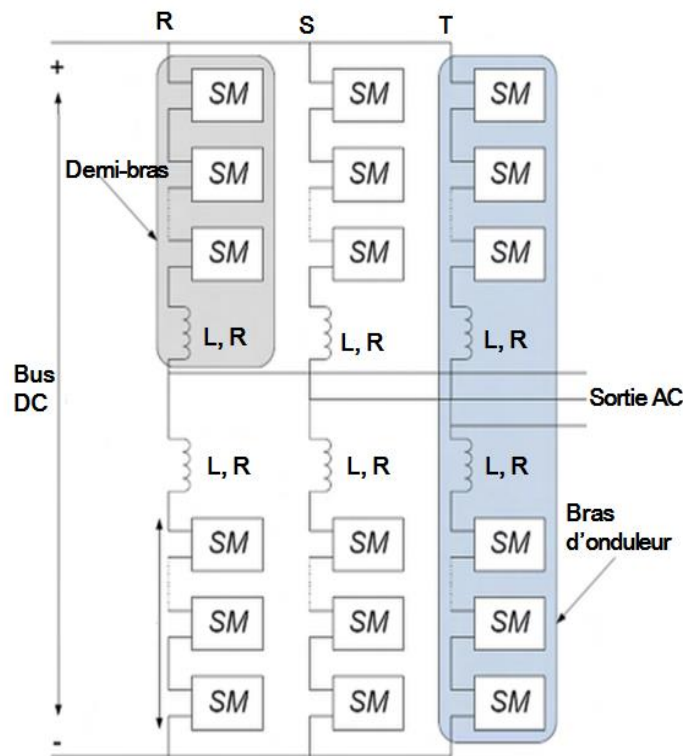


Figure 3-1. Représentation globale d'un onduleur MMC

III.A.1. Analyse dynamique d'un bras d'onduleur

Dans ce paragraphe, sur le fonctionnement d'un bras d'onduleur il est surtout important de souligner que, durant le fonctionnement normal, l'ondulation de la tension aux bornes des condensateurs flottants, appelée ici tension capacitive pour simplifier l'écriture, a un impact significatif sur la circulation des courants internes dans le convertisseur.

a. Premier modèle moyen d'un bras d'onduleur

En considérant que les tensions capacitives dans un demi-bras sont toutes bien équilibrées et égalisées, il est possible de représenter, avec un modèle moyen, un demi-bras comme la mise en série d'une source de tension variable v_x et de l'association R, L [ANT1], x étant l'indice correspondant au demi-bras en haut ou en bas (voir fig. 3-2). Avec N le nombre de SM mis en série dans un demi-bras, la

somme des tensions capacitives d'un demi-bras $v_{c,x}^\Sigma$ peut être exprimée par (III.1) à l'aide de toutes les tensions capacitives présentes dans un demi-bras (voir fig. 3-3).

$$v_{c,x}^\Sigma = \sum_{i=1}^N v_{c,x}^i \quad (\text{III.1})$$

Dès lors, la tension résultante v_x de la source variable peut s'écrire avec m_x l'indice d'insertion (III.2). Lorsque cet indice vaut 0, le condensateur flottant de tous les SM est bypassé par un semi-conducteur (par ex. I1 ou D2 de la figure 2-4), ainsi la tension résultante est nulle ; et lorsque cet indice vaut 1, tous les condensateurs flottants d'un demi-bras sont insérés, où la tension résultante est égale à $v_{c,x}^\Sigma$. Concrètement cette tension résultante v_x correspond à la somme des tensions modulée par l'ensemble des N SM d'un demi-bras.

$$v_x(t) = m_x(t) \cdot v_{c,x}^\Sigma(t) \quad (\text{III.2})$$

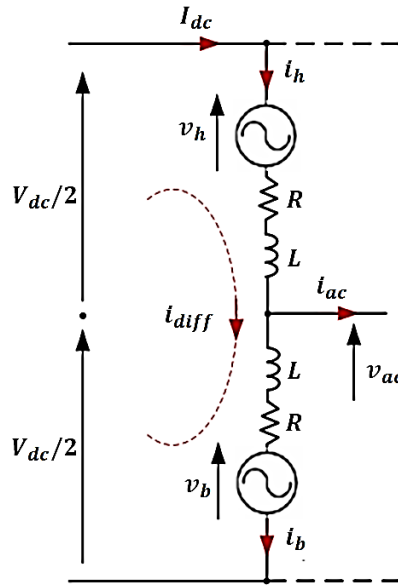


Figure 3-2. Modèle moyen équivalent à un bras d'onduleur de la topologie MMC [ANT1]

Il s'ensuit que, d'après la loi de Kirchhoff, nous avons la relation qui relie le courant de la sortie AC, i_{ac} , les courants dans les demi-bras, i_h et i_b , et le courant circulant entre les demi-bras, i_{diff} , exprimée par :

$$\begin{cases} i_h = \frac{i_{ac}}{2} + i_{diff} \\ i_b = -\frac{i_{ac}}{2} + i_{diff} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} i_{ac} = i_h - i_b \\ i_{diff} = \frac{i_h + i_b}{2} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

En appliquant la loi de maille à la figure 3-2, nous obtenons la relation entre les tensions par (III.4) avec v_{ac} la tension de sortie.

$$\begin{cases} v_{ac} = \frac{V_{dc}}{2} - Ri_h - L \frac{di_h}{dt} - v_h \\ v_{ac} = -\frac{V_{dc}}{2} + Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + v_b \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

La soustraction des deux équations de (III.4) nous donne (III.5) en introduisant (III.3).

$$0 = V_{dc} - 2Ri_{diff} - 2L \frac{di_{diff}}{dt} - (m_h v_{c,h}^\Sigma + m_b v_{c,b}^\Sigma) \quad (\text{III.5})$$

Ainsi, nous obtenons le modèle moyen d'un bras selon (III.6) proposé par [ANT1] en 2009. Nous remarquons que c'est un modèle non linéaire, car les indices d'insertion dépendent du temps, ce qui limite son utilisation dans l'élaboration des lois de commande. De plus, l'explication sur la variation des tensions capacitives dans (III.6) reste bien obscure et nous préférons proposer dans la suite une analyse plus détaillée sur ce point.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{diff} \\ v_{c,h}^\Sigma \\ v_{c,b}^\Sigma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{m_h}{2L} & -\frac{m_b}{2L} \\ \frac{m_h N}{C} & 0 & 0 \\ \frac{m_b N}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{diff} \\ v_{c,h}^\Sigma \\ v_{c,b}^\Sigma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{m_h N i_{ac}}{2C} \\ \frac{m_b N i_{ac}}{2C} \end{bmatrix} \quad (III.6)$$

b. Analyse de l'ondulation des grandeurs aux bornes d'un condensateur flottant

Dans un premier temps, nous examinons la relation entre la somme des tensions capacitives d'un demi-bras $v_{c,x}^\Sigma$ et la tension résultante v_x en sortie de l'association en série des N SM. Nous illustrons ce mécanisme par le fonctionnement d'un demi-bras en haut avec 4 SM (voir fig. 3-3), où le demi-bras est commandé « conventionnellement » par la méthode de modulation dite sinusoïdale (voir fig. 3-3.a).

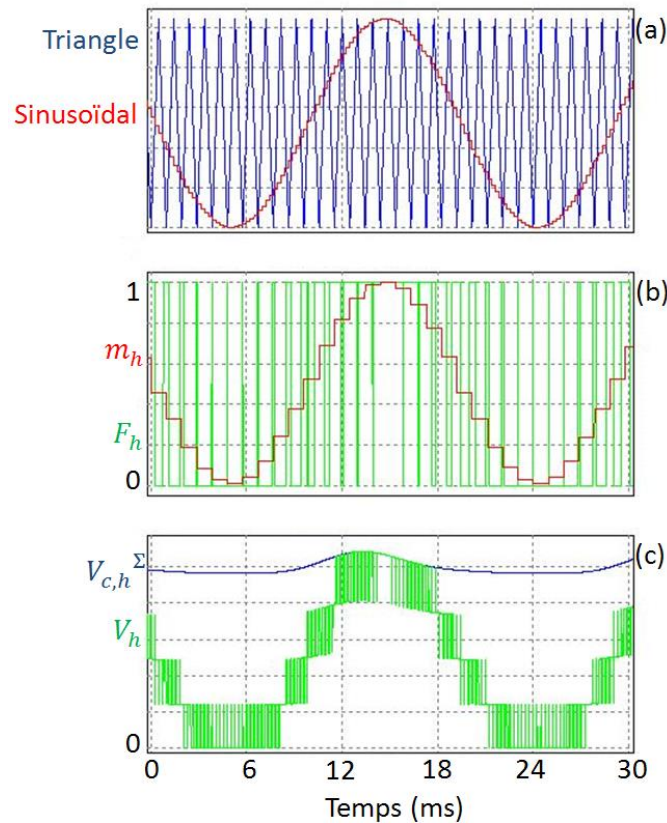
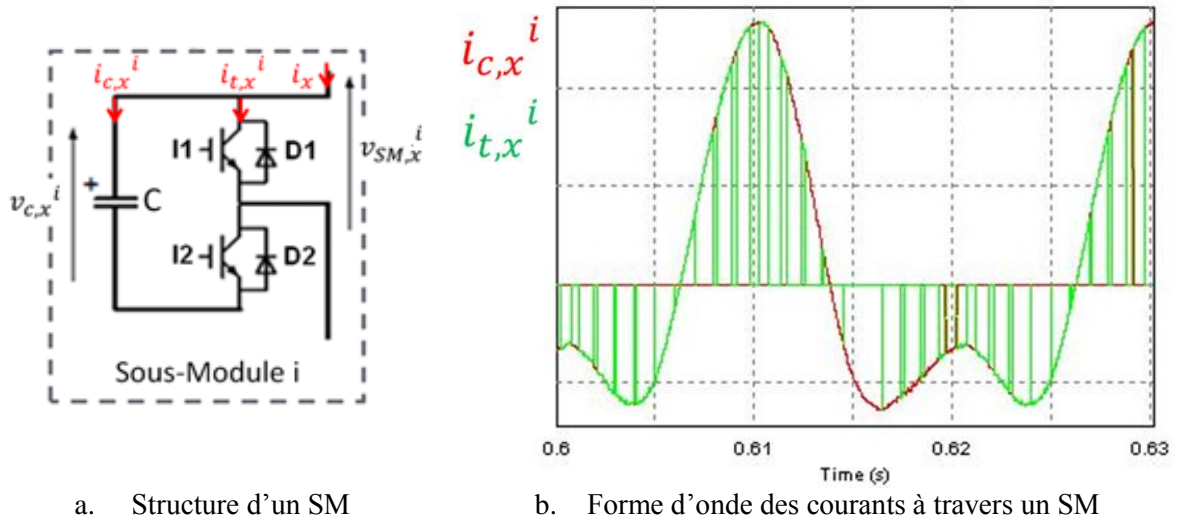


Figure 3-3. Principe de fonctionnement d'un demi-bras composé de 4 SM avec
(a) la méthode de modulation sinusoïdale, (b) la fonction de modulation associé et
(c) la variation des tensions résultantes

Nous y constatons ainsi une corrélation entre la comparaison entre les signaux sinusoïdal/triangulaire et F_h la fonction de modulation du demi-bras associé. En effet, lorsque le signal sinusoïdal se trouve au-dessus du signal triangulaire, la fonction F_h vaut 1 et 0 dans le cas contraire. Par conséquent, la fonction en moyenne instantanée à l'échelle de la période de la commutation du SM,

représentée par l'indice d'insertion m_h (voir fig 3-3.b), résume la variation continue du mécanisme de commutation. Cela se traduit, par exemple, par la variation de la tension résultante en sortie de la mise en série de 4 SM (voir fig 3-3.c). La somme des tensions capacitives $v_{c,h}^{\Sigma}$ d'un demi-bras correspond à la valeur maximale, et à l'aide de la fonction m_h , nous retrouvons en effet avec v_x la forme d'une source de tension variable selon (III.2).

Toutefois, il faut faire de même pour comprendre la variation de tension/courant au travers des condensateurs flottants d'un demi-bras. La figure 3-4.a illustre la composition d'un SM indexé i d'un demi-bras composé de N SM. Nous y figurons les principales grandeurs physiques caractérisant le comportement du SM. Nous notons $v_{c,x}^i$ la tension aux bornes du condensateur flottant et $v_{SM,x}^i$ la tension modulée en sortie du SM i , puis, en termes de courants, $i_{c,x}^i$ le courant traversant le condensateur (appelé courant capacitif par la suite), $i_{t,x}^i$ le courant traversant le transistor sans passer par le condensateur et i_x le courant parcourant le demi-bras. De par le principe de séquençement de conduction, l'alternance de la conduction des courants à travers un SM est illustrée par la figure 3-3.b, où la somme des courants traversant le condensateur et le transistor est égale au courant traversant le demi-bras.



a. Structure d'un SM

b. Forme d'onde des courants à travers un SM

Figure 3-4. Schéma de principe d'un SM indexé i d'un demi-bras composé de N SM

Afin d'illustrer de la même manière la variation des tensions résultantes, la figure 3-5 montre un exemple de la relation entre la variation du courant capacitif et celle de la tension capacitive dans un SM. Nous reprenons l'indice d'insertion, étant la forme continue de la fonction de modulation, du SM indexé i (voir fig 3-5.a) afin de voir la corrélation entre cette grandeur et la variation du courant capacitif (voir fig. 3-5.b). Le courant capacitif est bien sous forme modulée, dû au mécanisme de commutation des interrupteurs du SM, et sa variation peut être exprimée par (III.7) et vérifiée par la moyenne instantanée à la période de commutation (voir la courbe bleue sur la figure 3-5.b).

$$i_{c,x}^i(t) = m_x(t) \cdot i_x(t) \quad (\text{III.7})$$

L'équation (III.7) permet également de souligner le principe de la conservation d'énergie au sein d'un SM, si on néglige les pertes dans les interrupteurs. Car, en effet, la relation entre la tension capacitive et la tension résultante d'un SM peut être formulée par (III.8), ainsi en multipliant (III.7) par (III.8) nous obtenons (III.9), ce qui valide physiquement (III.7).

$$v_{SM,x}^i(t) = m_x(t) \cdot v_{c,x}^i(t) \quad (\text{III.8})$$

$$i_x v_{SM,x}^i = i_{c,x}^i v_{c,x}^i \quad (\text{III.9})$$

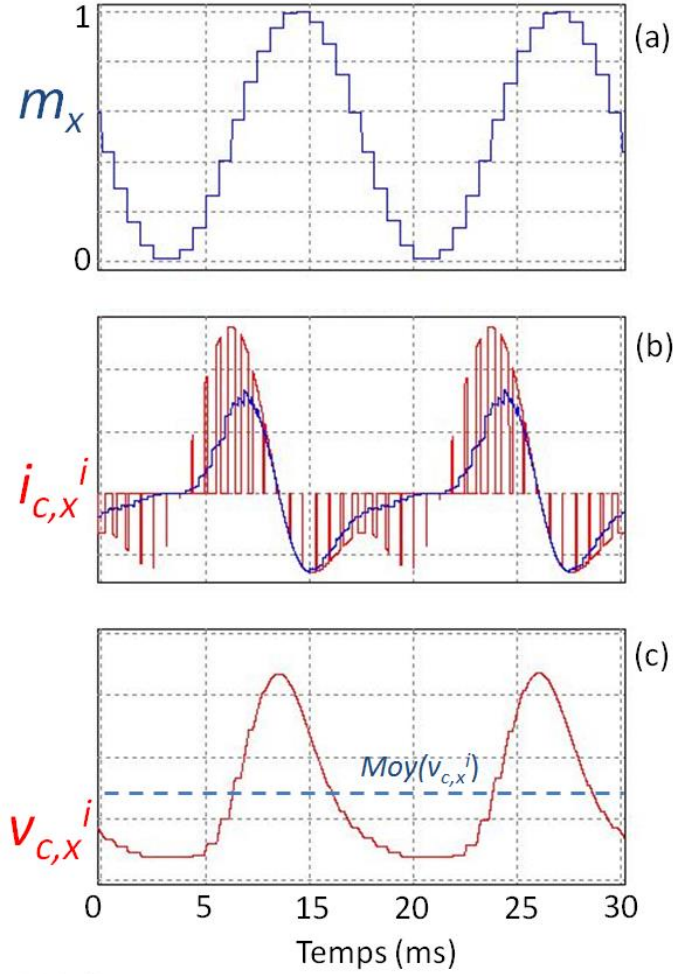


Figure 3-5. Principe de fonctionnement d'un SM avec (a) l'indice d'insertion associé, (b) la forme d'onde du courant capacitif et (c) la forme d'onde de tension capacitif

A l'aide de (III.7), la dynamique de la tension capacitive d'un SM est exprimée par l'équation (III.9), avec laquelle nous pouvons vérifier la dynamique de la tension et du courant à travers un condensateur flottant (voir fig. 3-5. b et c).

$$\frac{d}{dt} v_{c,x}^i = \frac{i_{c,x}^i}{C} = \frac{m_x i_x}{C} \quad (\text{III.10})$$

Dans un même demi-bras, le comportement de tous les SM est quasi identique, du fait que la fréquence de modulation est très inférieure à la fréquence de découpage des interrupteurs. Par la suite, nous donnons l'expression de la variation de la somme des tensions capacitives d'un demi-bras selon :

$$\frac{d}{dt} v_{c,x}^\Sigma = \frac{d}{dt} \sum_{i=1}^N v_{c,x}^i = N \frac{d}{dt} v_{c,x}^i = N \frac{i_{c,x}^i}{C} \quad (\text{III.11})$$

Soit,

$$\frac{d}{dt} v_{c,x}^\Sigma = \frac{N}{C} m_x i_x \quad (\text{III.12})$$

Ainsi, grâce à (III.12), nous avons explicité la relation entre l'ondulation des tensions capacitives et la circulation des courants internes à travers un demi-bras.

c. Condition de stabilité de la topologie MMC

Un convertisseur MMC est stable si et seulement si la tension capacitive de chaque SM reste stable, c'est-à-dire que cette tension oscille autour de sa valeur moyenne (voir fig. 3-5.c). Afin de mettre en évidence la condition nécessaire et suffisante de la stabilité de l'onduleur MMC, nous proposons une première approximation, limitée à l'ondulation fondamentale, sur la variation des grandeurs caractérisant le fonctionnement du système.

En admettant que la sortie de l'onduleur MMC est parfaitement sinusoïdale, le courant de sortie peut être exprimé par (III.13) avec I_{ac} l'amplitude du courant, ω la pulsation de sortie et φ le déphasage du courant par rapport à la tension de sortie.

$$i_{ac}(t) = I_{ac} \sin(\omega t - \varphi) \quad (\text{III.13})$$

Comme nous considérons que les paramètres du système sont parfaitement symétriques, le courant du bus DC I_{dc} est alors distribué équitablement dans chaque bras d'onduleur. Par conséquent, le courant parcourant un demi-bras peut être exprimé par :

$$\begin{cases} i_h = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{I_{ac}}{2} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_b = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{I_{ac}}{2} \sin(\omega t - \varphi) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Avec la même approximation, nous pouvons exprimer les indices d'insertion des demi-bras en haut et en bas par (III.15) avec m l'indice de modulation définie par (I.20) stipulées par [ANT2].

$$\begin{cases} m_h = \frac{1 - m \sin \omega t}{2} \\ m_b = \frac{1 + m \sin \omega t}{2} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Dès lors, en substituant les termes correspondants de (III.14) et (III.15) dans (III.12), nous obtenons les courants capacitifs dans chaque demi-bras selon :

$$\begin{cases} i_{c,h}^i = \frac{1}{2} \frac{I_{dc}}{3} - \frac{m}{2} \frac{I_{ac}}{2} \frac{\cos \varphi}{2} - \frac{m \sin \omega t}{2} \frac{I_{dc}}{3} + \frac{1}{2} \frac{I_{ac}}{2} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{m}{2} \frac{I_{ac}}{2} \cos(2\omega t - \varphi) \\ i_{c,b}^i = \frac{1}{2} \frac{I_{dc}}{3} - \frac{m}{2} \frac{I_{ac}}{2} \frac{\cos \varphi}{2} + \frac{m \sin \omega t}{2} \frac{I_{dc}}{3} - \frac{1}{2} \frac{I_{ac}}{2} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{m}{2} \frac{I_{ac}}{2} \cos(2\omega t - \varphi) \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Ainsi, pour que les tensions capacitives soient stables globalement, il faut et il suffit que la partie continue des courants capacitifs soit nulle, soit la condition (III.17) soit satisfaite.

$$\frac{I_{dc}}{3} = \frac{m}{2} \frac{I_{ac}}{2} \cos \varphi \quad (\text{III.17})$$

En introduisant k le rapport des courants défini par (II.6) dans (III.17), nous obtenons la condition nécessaire et suffisante de la stabilité d'un convertisseur MMC selon (III.18). Nous remarquons que cette condition a déjà été explicitée par (II.12) dans le Chapitre II, lors d'une analyse énergétique du système, avec ici l'hypothèse que les pertes sont négligées.

$$2 = m \cdot k \cdot \cos \varphi \quad (\text{III.18})$$

III.A.2. Modèle dynamique d'un bras d'onduleur

Grâce à l'analyse dynamique d'un bras d'onduleur MMC, nous avons réussi à mettre en évidence le mécanisme de fonctionnement du SM, notamment la relation entre l'ondulation des tensions capacitives et la variation des courants internes, mais aussi la condition nécessaire et suffisante de stabilité d'un tel système. Cela va ainsi nous aider à proposer un modèle dynamique plus précis.

a. Modèle découplé d'un bras d'onduleur

En prenant la même hypothèse que dans le paragraphe III.A.1, [RUF1] suggère une transformation de repère, noté par les indices h et b se référant aux grandeurs respectivement présentes dans les demi-bras en haut et en bas d'une même phase, et par les indices A et D se référant aux grandeurs liées respectivement aux terminaisons AC et DC d'une phase. Cette transformation des variables dynamiques peut être résumée par les relations suivantes :

$$\begin{pmatrix} i_h \\ i_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_D + \frac{i_A}{2} \\ i_D - \frac{i_A}{2} \end{pmatrix} \Leftrightarrow \begin{pmatrix} i_A \\ i_D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_h - i_b \\ \frac{i_h + i_b}{2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{ac} \\ i_{diff} \end{pmatrix} \quad (III.19)$$

$$\begin{pmatrix} v_h \\ v_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{v_D}{2} - v_A \\ \frac{v_D}{2} + v_A \end{pmatrix} \Leftrightarrow \begin{pmatrix} v_A \\ v_D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-v_h + v_b}{2} \\ v_h + v_b \end{pmatrix} \quad (III.20)$$

$$\begin{pmatrix} v_{c,h}^\Sigma \\ v_{c,b}^\Sigma \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{v_c^\Sigma + v_c^\Delta}{2} \\ \frac{v_c^\Sigma - v_c^\Delta}{2} \end{pmatrix} \Leftrightarrow \begin{pmatrix} v_c^\Delta \\ v_c^\Sigma \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{c,h}^\Sigma - v_{c,b}^\Sigma \\ v_{c,h}^\Sigma + v_{c,b}^\Sigma \end{pmatrix} \quad (III.21)$$

Dès lors, en introduisant les expressions (III.19), (III.20) et (III.21) dans (III.4), nous obtenons ainsi, en sommant et en soustrayant les deux équations, la relation découplée :

$$\begin{cases} 0 = 2v_{ac} - 2v_A + Ri_A + L \frac{di_A}{dt} \\ 0 = V_{dc} - v_D - 2Ri_D - 2L \frac{di_D}{dt} \end{cases} \quad (III.22)$$

Par conséquent, à la même manière que (III.8), nous en déduisons alors la fonction d'état découplée exprimée par (III.23), ce qui permet de dissocier la dynamique des variables liées aux terminaisons AC et DC.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_D \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & 0 \\ 0 & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-2}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ac} - v_A \\ V_{dc} - v_D \end{bmatrix} \quad (III.23)$$

A l'aide de cette formulation de [RUF1], il devient alors possible d'établir une représentation structurelle équivalente d'un bras d'onduleur MMC (voir fig. 3-6), dans laquelle les variables dynamiques liées aux terminaisons AC et DC sont totalement découplées dans le repère AD. Dans ce schéma, nous remarquons également la nature série de la connexion des demi-bras du côté DC (dénotée par le facteur 2), ainsi que la nature parallèle du côté AC (dénotée par le facteur 1/2). Enfin, en termes de contrôle, l'équation (III.23) permet de démontrer qu'il est possible de proposer des lois de commande complètement découplées et indépendantes du temps entre les variables évoluant suivant les axes A et D, puisque ce sont précisément les tensions résultantes que l'on va chercher à réguler.

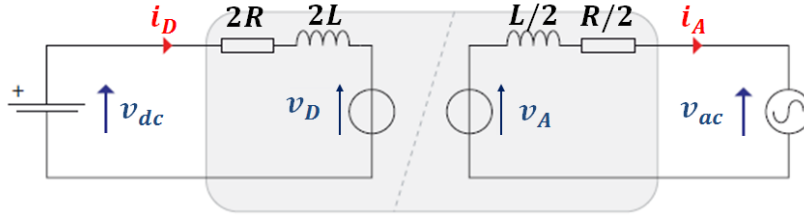


Figure 3-6. Représentation structurelle découplée d'un bras d'onduleur MMC [RUF1].

b. Représentation d'état globale d'un bras d'onduleur

Afin d'inclure également la variation des tensions capacitives dans la formulation finale, nous proposons d'effectuer la même transformation mathématique sur les indices d'insertion selon :

$$\begin{pmatrix} m_h \\ m_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{m_A + m_D}{2} \\ \frac{m_D - m_A}{2} \end{pmatrix} \Leftrightarrow \begin{pmatrix} m_A \\ m_D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m_h - m_b \\ m_h + m_b \end{pmatrix} \quad (\text{III.24})$$

Ainsi, nous pouvons réécrire (III.12) avec les termes de (III.21) suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} v_c^\Delta = \frac{N}{C} (m_h i_h - m_b i_b) = m_A \frac{N}{C} i_D + m_D \frac{N}{2C} i_A \\ \frac{d}{dt} v_c^\Sigma = \frac{N}{C} (m_h i_h + m_b i_b) = m_D \frac{N}{C} i_D + m_A \frac{N}{2C} i_A \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Ensuite, en exprimant les tensions résultantes définies dans (III.2) dans le repère AD, nous obtenons :

$$\begin{cases} v_A = -\frac{1}{4} (m_D v_c^\Delta + m_A v_c^\Sigma) \\ v_D = \frac{1}{2} (m_A v_c^\Delta + m_D v_c^\Sigma) \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Par conséquent, en remplaçant dans (III.23) les termes correspondants, nous en tirons la nouvelle relation suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_D \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & 0 \\ 0 & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-2}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ac} \\ V_{dc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{-2}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2L} \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{4} \begin{bmatrix} -m_D & -m_A \\ 2m_A & 2m_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c^\Delta \\ v_c^\Sigma \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

Enfin, en prenant les courants et les tensions capacitives dans le repère AD comme des variables d'état pour caractériser le bras d'onduleur et en combinant les équations (III.25) et (III.27), nous obtenons l'équation différentielle globale d'un bras selon :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_D \\ v_c^\Delta \\ v_c^\Sigma \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & 0 & \frac{m_D}{2L} & \frac{m_A}{2L} \\ 0 & \frac{R}{L} & \frac{m_A}{4L} & \frac{m_D}{4L} \\ -\frac{N}{2C} m_D & -\frac{N}{C} m_A & 0 & 0 \\ -\frac{N}{2C} m_A & -\frac{N}{C} m_D & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_D \\ v_c^\Delta \\ v_c^\Sigma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-2}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ac} \\ V_{dc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.28})$$

Comme en sortie ce sont les tensions résultantes des SM que l'on va chercher à contrôler, grâce à l'équation (III.26), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{m_D}{4} & -\frac{m_A}{4} \\ 0 & 0 & \frac{m_A}{2} & \frac{m_D}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_D \\ v_c^\Delta \\ v_c^\Sigma \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

Nous pouvons alors illustrer la représentation d'état matricielle du système par la figure 3-7, à l'aide des équations (III.28) et (III.29) mise sous la forme de (III.30), avec X , Y et U les vecteurs respectivement des variables d'état, de sortie et d'entrée du système, A la matrice d'état, B la matrice de commande et C la matrice d'observation.

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = -AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Grâce à cette représentation d'état globale d'un bras d'onduleur MMC, nous pouvons constater que, d'une part la matrice d'état A dépend du temps, plus précisément elle dépend de la variation de l'indice d'insertion qui dépend de la loi de commande choisie ; et d'autre part, le rang des vecteurs des variables de sortie et de commande est identique et égal à 2, le système est donc parfaitement commandable.

Néanmoins, comme le rang du vecteur d'état est de 4, nous ne pouvons par conséquent que réguler 2 variables d'état à la fois. Comme le courant de sortie i_A étant la seule variable d'état liée au fonctionnement du moteur à piloter, nous ne disposons donc d'un seul degré de liberté pour réguler la dynamique interne du convertisseur MMC. La relation dynamique entre les entrées et les sortie est ainsi bien illustrée par la figure 3-7, cela montre aussi qu'il est possible d'interpréter la structure MMC à l'aide de la représentation d'état.

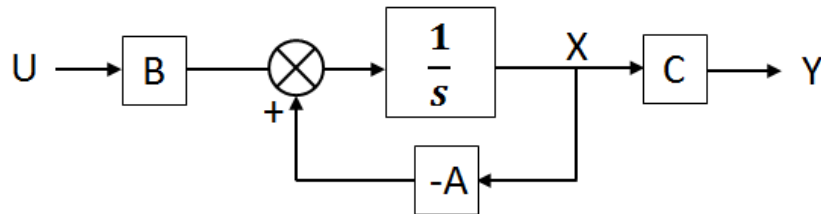


Figure 3-7. Représentation d'état d'un bras d'onduleur MMC

Bien que le modèle dynamique proposé permette de détailler avec précision la relation entre les différentes variables du système, le modèle reste non-linéaire donc pas aisé à exploiter pour élaborer des lois de commande selon la théorie de la commande dans l'espace d'état.

Cependant, des solutions linéarisantes existent, par exemple, nous pouvons étudier le modèle autour d'un point d'équilibre ou faire des approches de type stabilisant ou passif permettant de commander le système directement. Par la suite, nous avons développé une autre approche plus globale.

c. Développement limité du modèle découplé

A l'aide du modèle établi dans le paragraphe précédent et de la même approximation limitée à l'ondulation fondamentale faite dans le paragraphe III.A.1.c, en introduisant (III.15) dans (III.24) nous pouvons décrire les indices d'insertion dans le repère AD selon :

$$\begin{cases} m_A = -m \sin \omega t \\ m_D = 1 \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Dès lors, le modèle proposé par (III.28) devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_D \\ v_c^A \\ v_c^\Sigma \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & 0 & \frac{1}{2L} & -\frac{m \sin \omega t}{2L} \\ 0 & \frac{R}{L} & -\frac{m \sin \omega t}{4L} & \frac{1}{4L} \\ -\frac{N}{2C} & \frac{Nm \sin \omega t}{C} & 0 & 0 \\ \frac{Nm \sin \omega t}{2C} & -\frac{N}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_D \\ v_c^A \\ v_c^\Sigma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{2}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ac} \\ V_{dc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.32})$$

En développant l'équation différentielle sur la somme des tensions capacitives v_c^Σ et en y introduisant (III.13), nous avons l'expression du courant de circulation selon :

$$i_D(t) = m \frac{I_{ac}}{2} \sin \omega t \sin(\omega t - \varphi) + \frac{C}{N} \frac{dv_c^\Sigma}{dt} \quad (\text{III.33})$$

Soit,

$$i_D(t) = \frac{m}{2} \frac{I_{ac}}{2} \cos \varphi - \frac{m}{4} I_{ac} \cos(2\omega t - \varphi) + \frac{C}{N} \frac{dv_c^\Sigma}{dt} \quad (\text{III.34})$$

D'après la condition de stabilité (III.17), nous pouvons réécrire (III.34) selon :

$$i_D(t) = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{m}{4} I_{ac} \cos(2\omega t - \varphi) + \frac{C}{N} \frac{dv_c^\Sigma}{dt} \quad (\text{III.35})$$

En négligeant dans un premier temps l'ondulation de la somme des tensions capacitives dans (III.35), nous avons une première approximation du courant D selon :

$$i_D(t) = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{m}{4} I_{ac} \cos(2\omega t - \varphi) \quad (\text{III.36})$$

Ainsi, en réintroduisant le développement limité à l'ondulation fondamentale des courants AD (III.13) et (III.36) dans l'équation différentielle de la variation de la différence des tensions capacitives de (III.32), et en intégrant cette dernière, nous obtenons l'expression de v_c^A selon (III.37), où l'ondulation de la différence des tensions capacitives ne comporte que des harmoniques de rang impair.

Par ailleurs, l'amplitude de ces ondulations est inversement proportionnelle à la fréquence de sortie, ce qui souligne le problème du fonctionnement de l'onduleur MMC en très basse fréquence, où une variation de tension élevée aux bornes des condensateurs est observée.

$$v_c^A(t) = -\frac{N}{C} \left[\left(1 - \frac{m}{4}\right) \frac{I_{ac}/2}{2\omega} \cos(\omega t - \varphi) + m \frac{I_{dc}/3}{\omega} \cos \omega t + \frac{m}{4} \frac{I_{ac}/2}{3\omega} \cos(3\omega t - \varphi) \right] \quad (\text{III.37})$$

De la même manière, nous réinjectons (III.13), (III.36) et (III.37) dans l'équation différentielle de la variation du courant D de (III.32), et en l'intégrant, nous obtenons l'expression de la somme des

tensions capacitives v_c^Σ selon (III.38) composée d'une partie continue, qui est sa valeur moyenne (III.39) et d'une partie alternative (III.40).

$$v_c^\Sigma(t) = \overline{v_c^\Sigma} + \widetilde{v_c^\Sigma} \quad (\text{III.38})$$

avec

$$\overline{v_c^\Sigma} = 2V_{dc} - 4R \frac{I_{dc}}{3} + \left(1 - \frac{m}{4}\right) \frac{I_{ac}/2}{2\omega} \sin \varphi \quad (\text{III.39})$$

$$\begin{aligned} \widetilde{v_c^\Sigma}(t) = mRI_{ac} \cos(2\omega t - \varphi) - m \left(4L\omega + \frac{N}{2\omega C} \left(1 - \frac{m}{3}\right)\right) \frac{I_{ac}}{2} \sin(2\omega t - \varphi) + \\ \frac{m^2 N}{C} \frac{I_{dc}/3}{2\omega} \sin 2\omega t - \frac{m^2 N}{6C} \frac{I_{ac}/2}{4\omega} \sin(4\omega t - \varphi) \end{aligned} \quad (\text{III.40})$$

Nous constatons que la partie alternative de la somme des tensions capacitives ne comporte que des harmoniques de rang pair. Comme la différence des tensions, certaines de l'amplitude de ces ondulations sont inversement proportionnelles à la pulsation.

Finalement, en introduisant (III.40) dans (III.35), nous obtenons l'expression complète du développement limité du courant D selon (III.41), où le courant D ou le courant de circulation interne au bras d'onduleur MMC ne comporte que des harmoniques de rang pair, hormis une partie continue égale à $I_{dc}/3$.

$$\begin{aligned} i_D(t) = \frac{I_{dc}}{3} - m \left(2\omega \frac{4LC\omega}{N} + \frac{3}{2} - \frac{m}{3}\right) \frac{I_{ac}}{2} \cos(2\omega t - \varphi) - m \frac{2\omega RC}{N} I_{ac} \sin(2\omega t - \varphi) + \\ \frac{m^2 N}{C} \frac{I_{dc}}{3} \cos 2\omega t - \frac{m^2 N}{6C} \frac{I_{ac}}{2} \cos(4\omega t - \varphi) \end{aligned} \quad (\text{III.41})$$

Nous pouvons continuer cette opération à l'infini, si nous cherchons à expliciter l'expression des harmoniques supérieurs de ces variables d'état. Néanmoins, avec l'approximation proposée sur le modèle dynamique (III.28), nous avons montré qu'il est possible d'exprimer, de manière analytique, la variation dynamique de toutes les variables.

Pour conclure ce paragraphe, un nouveau modèle dynamique a été proposé avec une approximation jusqu'à l'ondulation en harmonique 2. Sous cette hypothèse, il a été souligné que le courant de sortie et la différence des tensions capacitives évoluent avec une ondulation fondamentale, et que le courant D et la somme des tensions capacitives évoluent et oscillent, quant à eux, avec une ondulation en harmonique 2. En revanche, le modèle proposé sur la représentation fonctionnelle d'un bras d'onduleur MMC n'est pas linéaire et ne permet pas une méthode simple pour proposer des lois de régulation.

III.A.3. Modélisation de l'onduleur triphasé

Dans les deux paragraphes précédents, nous avons étudié les relations dynamiques qui existent entre les variables d'état à l'aide d'un modèle approché. En poursuivant cette considération et en prenant l'onduleur MMC dans sa globalité en triphasé, nous tentons de créer un modèle dynamique linéaire donc exploitable pour la proposition des lois de commande.

a. Analyse dynamique des grandeurs triphasées

Dans un système triphasé équilibré, les variables sont périodiquement déphasées de $2\pi/3$. Ainsi dans le repère triphasé abc lié à l'onduleur MMC, nous pouvons exprimer la fonction d'indice d'insertion (III.31) selon :

$$(m_A)_{abc} = -m \begin{bmatrix} \sin \omega t & 0 & 0 \\ 0 & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ 0 & 0 & \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.42})$$

Comme dans la section III.A.2.c, l'injection d'un courant de sortie, exprimé dans le repère triphasé par (III.43), en prenant une référence temporelle quelconque mais commune à toutes les autres grandeurs, avec φ_A le déphasage correspondant. Le modèle dynamique découplé approché (III.32) permet de calculer l'expression analytique des autres variables.

Il est alors aisé de démontrer que les 3 autres variables d'état peuvent être exprimées (voir la section III.A.2.c), sous forme générique, par (III.44), (III.45) et (III.46), avec I_D , V_c^Δ et V_c^Σ respectivement l'amplitude du courant D, de la différence et de la somme des tensions capacitatives, et φ_D , φ_Δ et φ_Σ respectivement le déphasage du courant D, de la différence et de la somme des tensions capacitatives par rapport à la référence commune choisie.

$$(i_A)_{abc} = I_{ac} \begin{pmatrix} \sin(\omega t + \varphi_A) \\ \sin(\omega t + \varphi_A - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \varphi_A - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (\text{III.43})$$

$$(i_D)_{abc} = \frac{I_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} + I_D \begin{pmatrix} \sin(2\omega t + \varphi_D) \\ \sin(2\omega t + \varphi_D + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(2\omega t + \varphi_D + \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (\text{III.44})$$

$$(v_c^\Delta)_{abc} = V_c^\Delta \begin{pmatrix} \sin(\omega t + \varphi_\Delta) \\ \sin(\omega t + \varphi_\Delta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t + \varphi_\Delta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (\text{III.45})$$

$$(v_c^\Sigma)_{abc} = \overline{V_c^\Sigma} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} + V_c^\Sigma \begin{pmatrix} \sin(2\omega t + \varphi_\Sigma) \\ \sin(2\omega t + \varphi_\Sigma + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(2\omega t + \varphi_\Sigma + \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (\text{III.46})$$

Nous constatons alors que, dans le repère triphasé, les composantes du courant A et de la différence des tensions capacitatives évoluent dans le sens positif du repère, tandis que les composantes du courant D et de la somme des tensions capacitatives tournent dans le sens négatif.

Par ailleurs, l'équation dynamique des différentes variables issue du modèle (III.32) peut être exprimée dans le repère triphasé selon :

$$\frac{d}{dt}(i_A)_{abc} = -\frac{R}{L}(i_A)_{abc} - \frac{1}{2L}(v_c^\Delta)_{abc} - \frac{1}{2L}(m_A)_{abc} \cdot (v_c^\Sigma)_{abc} - \frac{2}{L}(v_{ac})_{abc} \quad (\text{III.47})$$

$$\frac{d}{dt}(i_D)_{abc} = -\frac{R}{L}(i_D)_{abc} - \frac{1}{4L}(m_A)_{abc} \cdot (v_c^\Delta)_{abc} - \frac{1}{4L}(v_c^\Sigma)_{abc} + \frac{1}{2L}V_{dc} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (\text{III.48})$$

$$\frac{d}{dt}(v_c^\Delta)_{abc} = \frac{N}{2C}(i_A)_{abc} + \frac{N}{C}(m_A)_{abc} \cdot (i_D)_{abc} \quad (\text{III.49})$$

$$\frac{d}{dt}(v_c^\Sigma)_{abc} = \frac{N}{2C}(m_A)_{abc} \cdot (i_A)_{abc} + \frac{N}{C}(i_D)_{abc} \quad (\text{III.50})$$

Après calcul du produit matriciel entre l'indice d'insertion (III.42) et les variables d'état sous forme générique (III.43-46), nous obtenons :

$$(m_A)_{abc} \cdot (i_A)_{abc} = -\frac{m_{Iac}}{2} \left[\cos\varphi \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \cos(2\omega t + \varphi_A) \\ \cos(2\omega t + \varphi_A + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\omega t + \varphi_A + \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \right] \quad (\text{III.51})$$

$$(m_A)_{abc} \cdot (i_D)_{abc} = -m \frac{I_{dc}}{3} \begin{pmatrix} \sin\omega t \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} - \frac{m_{I_D}}{2} \left[\begin{pmatrix} \cos(2\omega t + \varphi_D) \\ \cos(2\omega t + \varphi_D - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\omega t + \varphi_D - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} - \cos(3\omega t + \varphi_D) \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \right] \quad (\text{III.52})$$

$$(m_A)_{abc} \cdot (v_c^\Delta)_{abc} = -\frac{m_{V_c^\Delta}}{2} \left[\cos\varphi_\Delta \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \cos(2\omega t + \varphi_\Delta) \\ \cos(2\omega t + \varphi_\Delta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\omega t + \varphi_\Delta + \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \right] \quad (\text{III.53})$$

$$(m_A)_{abc} \cdot (v_c^\Sigma)_{abc} = -m \overline{V_c^\Sigma} \begin{pmatrix} \sin\omega t \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} + \frac{m_{V_c^\Sigma}}{2} \left[\begin{pmatrix} \cos(2\omega t + \varphi_\Sigma) \\ \cos(2\omega t + \varphi_\Sigma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\omega t + \varphi_\Sigma - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} - \cos(3\omega t + \varphi_\Sigma) \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \right] \quad (\text{III.54})$$

Il est alors évident que, dans chacune des équations différentielles (III.47-50), tous les membres évoluent avec la même fréquence et dans le même sens de rotation, à savoir pour les équations (III.47) et (III.49) l'ondulation triphasée est de fréquence fondamentale et en sens positif, tandis que pour les équations (III.48) et (III.50) l'ondulation triphasée est de 2 fois la fréquence fondamentale et en sens négatif. Par conséquent, nous sommes tentés d'appliquer la transformation de Park aux différentes équations différentielles avec les deux fréquences distinctes.

b. Modèle global dans le repère de Park

Dans la section précédente, deux classes de fréquence ont été mises en évidence dans le fonctionnement d'un onduleur MMC triphasé, à savoir la fréquence fondamentale en sens positif et l'harmonique 2 en sens négatif.

Il s'ensuit que nous proposons d'employer deux matrices de transformation de Park, associées à ces deux classes de fréquence, exprimées par (III.55) et (III.56) où les indices +1 et -2 correspondent respectivement à la fréquence fondamentale et à l'harmonique 2.

$$[P_{+1}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \omega t & -\sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.55})$$

$$[P_{-2}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos 2\omega t & \cos \left(2\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(2\omega t + \frac{4\pi}{3} \right) \\ \sin 2\omega t & \sin \left(2\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(2\omega t + \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.56})$$

Ainsi, en multipliant tous les membres dans les équations et (III.47-50) par la matrice de transformation de Park associée, nous en obtenons les équations dynamiques dans le repère de Park selon :

$$\frac{d}{dt}(i_A)_{dq0} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \omega & 0 \\ -\omega & \frac{-R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} (i_A)_{dq0} - \frac{1}{2L}(v_c^\Delta)_{dq0} - \frac{1}{2L}[P_{+1}](m_A)_{abc}(v_c^s)_{abc} - \frac{2}{L}(v_{ac})_{dq0} \quad (\text{III.57})$$

$$\frac{d}{dt}(v_c^\Delta)_{dq0} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} (v_c^\Delta)_{dq0} + \frac{N}{2C}(i_A)_{dq0} + \frac{N}{C}[P_{+1}](m_A)_{abc}(i_D)_{abc} \quad (\text{III.58})$$

$$\frac{d}{dt}(i_D)_{dq0} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & -2\omega & 0 \\ 2\omega & \frac{-R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} (i_D)_{dq0} - \frac{1}{4L}(v_c^s)_{dq0} - \frac{1}{4L}[P_{-2}](m_A)_{abc}(v_c^\Delta)_{abc} + \frac{1}{2L}V_{dc} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (\text{III.59})$$

$$\frac{d}{dt}(v_c^s)_{dq0} = \begin{bmatrix} 0 & -2\omega & 0 \\ 2\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} (v_c^s)_{dq0} + \frac{N}{2C}(i_D)_{dq0} + \frac{N}{C}[P_{-2}](m_A)_{abc}(i_A)_{abc} \quad (\text{III.60})$$

Comme les composantes des variables d'état dans le repère de Park sont définis par :

$$(i_A)_{dq0} = \begin{pmatrix} I_{ac} \sin \varphi \\ -I_{ac} \cos \varphi \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.61})$$

$$(v_c^\Delta)_{dq0} = \begin{pmatrix} V_c^\Delta \sin \varphi_\Delta \\ -V_c^\Delta \cos \varphi_\Delta \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.62})$$

$$(i_D)_{dq0} = \begin{pmatrix} I_D \sin \varphi_D \\ I_D \cos \varphi_D \\ \bar{I}_D \end{pmatrix} \quad (\text{III.63})$$

$$(v_c^\Sigma)_{dq0} = \begin{pmatrix} V_c^\Sigma \sin \varphi_\Sigma \\ V_c^\Sigma \cos \varphi_\Sigma \\ \bar{V}_c^\Sigma \end{pmatrix} \quad (\text{III.64})$$

Avec (III.51-54) et (III.61-64), nous pouvons exprimer les termes correspondants dans le repère de Park selon :

$$[P_{+1}](m_A)_{abc}(v_c^\Sigma)_{abc} = -m \begin{pmatrix} V_c^\Sigma \cos \varphi_\Sigma \\ -\bar{V}_c^\Sigma - V_c^\Sigma \sin \varphi_\Sigma \\ -\frac{1}{2} V_c^\Sigma \cos(3\omega t + \varphi_\Sigma) \end{pmatrix} = -m \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & -1 \\ 0 & -\frac{\cos(3\omega t + \varphi_\Sigma)}{2 \cos \varphi_\Sigma} & 0 \end{bmatrix} (v_c^\Sigma)_{dq0} \quad (\text{III.65})$$

$$[P_{+1}](m_A)_{abc}(i_D)_{abc} = -m \begin{pmatrix} I_D \cos \varphi_D \\ -\bar{I}_D - I_D \sin \varphi_D \\ -\frac{1}{2} I_D \cos(3\omega t + \varphi_D) \end{pmatrix} = -m \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & -1 \\ 0 & -\frac{\cos(3\omega t + \varphi_D)}{2 \cos \varphi_D} & 0 \end{bmatrix} (i_D)_{dq0} \quad (\text{III.66})$$

$$[P_{-2}](m_A)_{abc}(v_c^\Delta)_{abc} = -\frac{m V_c^\Delta}{2} \begin{pmatrix} -\cos \varphi_\Delta \\ -\sin \varphi_\Delta \\ \cos \varphi_\Delta \end{pmatrix} = -\frac{m}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} (v_c^\Delta)_{dq0} \quad (\text{III.67})$$

$$[P_{-2}](m_A)_{abc}(i_A)_{abc} = -\frac{m I_{ac}}{2} \begin{pmatrix} -\cos \varphi \\ -\sin \varphi \\ \cos \varphi \end{pmatrix} = -\frac{m}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} (i_A)_{dq0} \quad (\text{III.68})$$

Maintenant, faisons de même avec l'équation (III.29), il en devient :

$$(v_A)_{dq0} = -\frac{1}{4} (v_c^\Delta)_{dq0} - \frac{1}{4} [P_{+1}](m_A)_{abc}(v_c^\Sigma)_{abc} \quad (\text{III.69})$$

$$(v_D)_{dq0} = \frac{1}{2} (v_c^\Sigma)_{dq0} + \frac{1}{2} [P_{-2}](m_A)_{abc}(v_c^\Delta)_{abc} \quad (\text{III.70})$$

Par conséquent, à l'aide de (III.57-60) et (III.65-70) la représentation d'état globale du système triphasé MMC peut être décrite par (III.71) et (III.72), avec les différents termes correspondants résumés dans le tableau 3-1.

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} X_{+1} \\ X_{-2} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} A_{+1} & D_{+1} \\ D_{-2} & A_{-2} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} X_{+1} \\ X_{-2} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} B_{+1} \\ B_{-2} \end{bmatrix} \cdot U_g \quad (\text{III.71})$$

$$Y_g = \begin{bmatrix} C_{+1} & C_{-2} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} X_{+1} \\ X_{-2} \end{pmatrix} \quad (\text{III.72})$$

En particulier, dans le tableau 3-1, il existe deux coefficients α_Σ et α_D , dépendants du temps, exprimés par (III.73) et (III.74). Nous soulignons qu'ils correspondent à des ondulations d'harmoniques supérieurs introduites par le mécanisme de modulation, et qu'ils ne sont effectifs que sur les composantes homopolaires. Ainsi, nous pouvons les considérer comme nuls dans un système stable et équilibré.

$$\alpha_\Sigma(t) = \frac{\cos(3\omega t + \varphi_\Sigma)}{2\cos\varphi_\Sigma} \quad (\text{III.73})$$

$$\alpha_D(t) = \frac{\cos(3\omega t + \varphi_D)}{2\cos\varphi_D} \quad (\text{III.74})$$

A la suite de cette dernière hypothèse, nous avons montré que l'onduleur triphasé MMC peut être décrit par un modèle dynamique LTI (Linéaire Temps-Invariant) à travers la théorie de la représentation d'état. Ce modèle est multi-entrée-multi-sortie. Dès lors avec la théorie de la commande par retour d'état, il convient de transformer la matrice d'état en une matrice de transfert en boucle fermée diagonale, pour en déterminer la commande découplante [CHAD] du convertisseur. Cependant, dans la section suivante, nous allons utiliser un modèle réduit pour plus de simplicité, afin de proposer nos lois de commande.

$$X_{+1} = \begin{pmatrix} (i_A)_{dq0} \\ (v_c^\Delta)_{dq0} \end{pmatrix}$$

a. Variables de fréquence fondamentale

$$X_{-2} = \begin{pmatrix} (i_D)_{dq0} \\ (v_c^\Sigma)_{dq0} \end{pmatrix}$$

b. Variables d'harmonique 2

$$U_g = \begin{pmatrix} (v_{ac})_{dq0} \\ V_{dc} \end{pmatrix}$$

c. Variables d'entrée

$$Y_g = \begin{pmatrix} (v_A)_{dq0} \\ (v_D)_{dq0} \end{pmatrix}$$

d. Variables de sortie

$$A_{+1} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \omega & 0 & \frac{-1}{2L} & 0 & 0 \\ -\omega & \frac{-R}{L} & 0 & 0 & \frac{-1}{2L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} & 0 & 0 & \frac{-1}{2L} \\ \frac{N}{2C} & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 \\ 0 & \frac{N}{2C} & 0 & -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{N}{2C} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

e. Matrice d'état propre à la fréquence fondamentale

$$A_{-2} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & -2\omega & 0 & \frac{-1}{4L} & 0 & 0 \\ 2\omega & \frac{-R}{L} & 0 & 0 & \frac{-1}{4L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} & 0 & 0 & \frac{-1}{4L} \\ \frac{N}{2C} & 0 & 0 & 0 & -2\omega & 0 \\ 0 & \frac{N}{2C} & 0 & 2\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{N}{2C} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

f. Matrice d'état propre à l'harmonique 2

$$D_{+1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{m}{2L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-m}{2L} & 0 & \frac{-m}{2L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{m}{2L} \alpha_\Sigma & 0 \\ 0 & \frac{-mN}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{mN}{C} & 0 & \frac{mN}{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{mN}{C} \alpha_D & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

g. Matrice d'état mutuelle à la fréquence fondamentale

$$D_{-2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{m}{4L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-m}{4L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-m}{4L} & 0 \\ 0 & \frac{-mN}{2C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{mN}{2C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{mN}{2C} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

h. Matrice d'état mutuelle à l'harmonique 2

$$B_{+1} = \begin{bmatrix} \frac{-2}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-2}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-2}{L} \end{bmatrix}$$

i. Matrice d'entrée à la fréquence fondamentale

$$B_{-2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2L} \end{bmatrix}$$

j. Matrice d'entrée à l'harmonique 2

$$C_{+1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{4} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-m}{4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{m}{4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{m}{4} & 0 \end{bmatrix}$$

k. Matrice de sortie à la fréquence fondamentale

$$C_{-2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{m}{4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-m}{4} & 0 & \frac{-m}{4} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-m}{4} \alpha_\Sigma & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/2 \end{bmatrix}$$

l. Matrice de sortie à l'harmonique 2

Tableau 3-1. Correspondance des termes exprimés dans les équations (III.71) et (III.72)

III.B. Développement des lois de commande

Les méthodes de modulation et de contrôle de la topologie MMC ont été un sujet de recherche récurrent durant la dernière décennie, et d'innombrables thèses et articles ont traité ces problématiques en profondeur, notamment pour l'application de la transmission en HVDC. Dans le cas de l'application en variation de vitesse, comme les contraintes sont relativement différentes, nous allons voir en quoi cela va impliquer les lois de commande et quels sont les aspects innovants de nos propositions issues du modèle dynamique établi précédemment, afin de valider par la même occasion notre modèle.

III.B.1. Les techniques de modulation et de contrôle

Malgré tous les avantages procurés par la topologie MMC, l'étude de la stratégie de commande pour l'application HVDC reste relativement complexe, car on doit à la fois équilibrer la tension capacitive de tous les SM dans un demi-bras et assurer un transfert stable d'énergie entre les côtés AC et DC. De plus, nous sommes souvent confrontés aux problèmes d'ondulation des dynamiques internes au convertisseur MMC, tels que le courant de circulation et la somme et la différence des tensions capacitives, comme nous l'avons mis en évidence dans le paragraphe précédent avec la représentation d'état du système.

Pour le système de commande d'un convertisseur MMC (voir fig. 3-8), nous devons distinguer deux niveaux de commande, d'une part la commande rapprochée qui s'occupe de la modulation des signaux et la gestion des commutations des SM [AKA3], et d'autre part la commande éloignée qui contrôle globalement le comportement d'un demi-bras, pour qu'il fonctionne comme une source de tension variable parfaite.

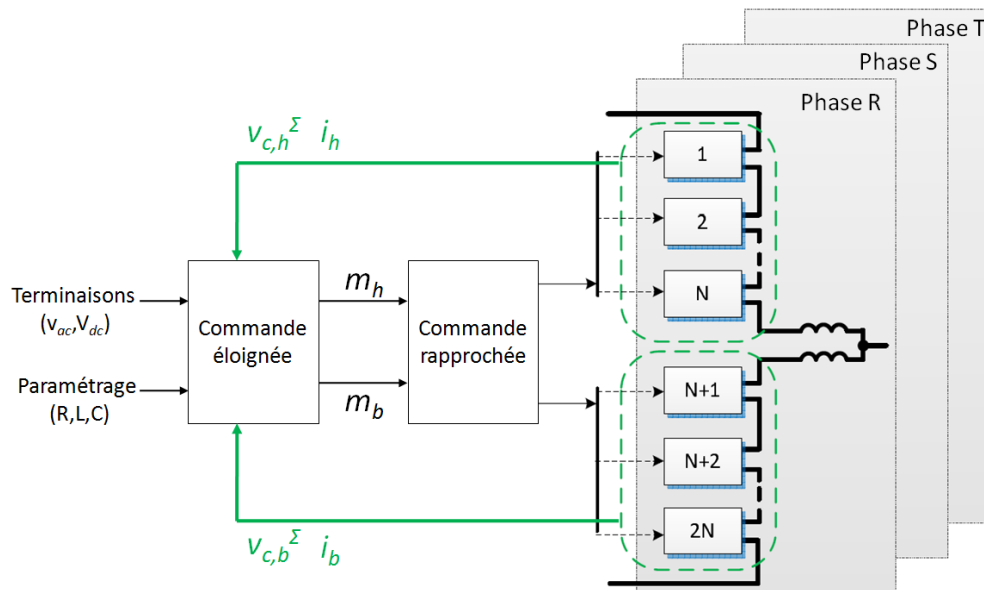


Figure 3-8. Principe du système de commande de l'onduleur MMC envisagé

a. A propos de la méthode de modulation : la commande rapprochée

Le choix de la technique de modulation et de la gestion des SM est lié au nombre N de SM mis en série dans un demi-bras. Bien souvent dans un système de convertisseurs en transmission HVDC, on peut compter plus d'une centaine de SM dans un demi-bras. En conséquence, la fréquence de commutation individuelle dans chacune des SM est faible, de l'ordre de quelques dizaines de Hz [JACO]. Cela va alors induire des latences de réactions dans le fonctionnement des SM d'un même demi-bras. Par conséquent, tous les SM n'auraient plus la même forme d'onde en sortie et, comme le

temps de charge des condensateurs flottants ne serait plus le même, le niveau de tension capacitive des SM ne serait plus identique. Ainsi, toutes les méthodes de commande rapprochée de la topologie MMC s'orientent vers l'équilibrage des tensions capacitives et il est impératif de les équilibrer [ANT2].

Dans le cas de la variation de vitesse en moyenne tension, comme le niveau de tension est compris entre 1 et 15 kV, les SM mis en série dans un demi-bras sont en-dessous d'une quinzaine. Ainsi, la fréquence de commutation individuelle des SM, au-delà de 500Hz, est bien supérieure à la fréquence de modulation conventionnelle à 50Hz. Dès lors, l'aspect de l'équilibrage des tensions capacitives peut être considéré comme acquis dans la suite de la présente thèse. Toutefois, parmi les différentes méthodes de modulation, nous pouvons citer trois familles applicables à la topologie MMC. Elles sont la modulation en espace vectoriel - SVM (en anglais, Space Vector Modulation), la modulation sinusoïdale de largeur d'impulsion – SPWM (en anglais, Sinusoidal Pulse-Width Modulation) et la modulation sélective – NLC (en anglais, Nearest Level Voltage Control).

Sans entrer dans les détails techniques de chaque méthode [TIMO], nous avons retenu une sous-famille de la méthode SPWM, nommée PS-PWM (en anglais, Phase-Shift PWM), caractérisée par le déphasage des porteuses associées à chacune des SM d'un demi-bras (voir la fig. 3-9). Cette méthode est en effet la plus simple à mettre en place pour la réalisation de notre prototype, tout en ayant une bonne performance dynamique préconisée par [KONS]. De plus, comme nous supposons que le comportement de chaque SM est identique, la modulation PS-PWM permet bien à l'onduleur MMC de fonctionner de cette manière. Dès lors, nous partons de l'hypothèse que toutes les tensions capacitives d'un demi-bras sont bien équilibrées.

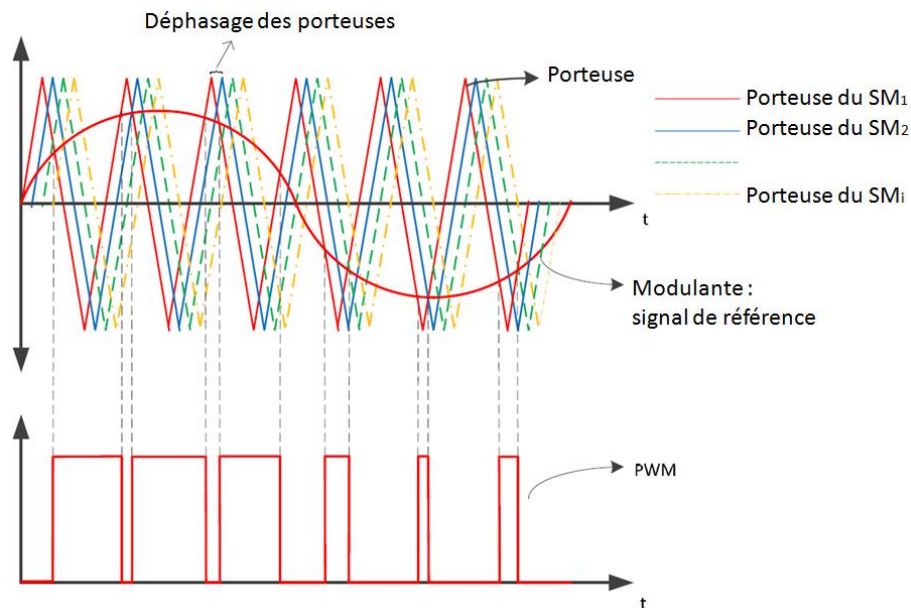


Figure 3-9. Principe de PS-PWM [TIMO]

b. A propos de la technique de contrôle : la commande éloignée

Concernant la commande éloignée, nous nous focalisons sur le contrôle des grandeurs moyennes à l'échelle de la période de la sortie, c'est ainsi que tout le modèle moyen développé dans le paragraphe A prend tout son sens.

Dans la littérature, plusieurs méthodes de commande éloignée de la topologie MMC existent pour le fonctionnement en fréquence fixe, a priori à 50Hz ou 60Hz. Certaines sont simples, en boucle ouverte, mais engendrent des pollutions harmoniques dans le réseau AC et de forte ondulation de tensions aux bornes des condensateurs de SM [ANT1]. Tandis que d'autres, comme la méthode dite

CCSC (en anglais, Circulation Current Suppression Controller) [ZHEN] et [RUF3], sont plus complexes à mettre en place, mais permettent de réduire ces ondulations. Récemment, des méthodes plus évoluées, basée sur le modèle énergétique, ont été proposées. [BER1] utilise la somme ou la différence des énergies emmagasinées dans les condensateurs des SM de chaque demi-bras, comme variables d'état dans le repère rotatif de transformation de Park, pour réduire l'ondulation des tensions capacitatives. De manière similaire, en utilisant l'outil REM (Représentation Énergétique Macroscopique) [CHEN] et [SAMI] mettent en évidence les couplages importants entre les différentes parties du système MMC, et par inversion du modèle, proposent une architecture de contrôle où on régule l'ondulation des tensions capacitatives.

Nous remarquons que toutes ces méthodes de contrôle éloigné ont été élaborées pour l'utilisation en fréquence fixe du convertisseur, mais il est difficile de prédire la stabilité de ces méthodes lorsque la fréquence de sortie varie également. Puis, les méthodes basées sur la modélisation énergétique, ayant pour but de réduire l'ondulation des tensions capacitatives, introduisent des formes quadratiques en tension exprimées par la relation classique (III.75), avec $W_{c,x}$ l'énergie emmagasinée dans les condensateurs flottants d'un demi-bras composée de N SM. Cela ne permet pas de réguler directement l'ondulation des tensions capacitatives, augmente la complexité du système de commande et nécessite davantage de ressources de calcul. Dans la présente thèse, nous cherchons à proposer des lois de commande en ayant un contrôle direct sur l'ondulation des tensions capacitatives. Tout le paragraphe A a été rédigé en ce sens et a permis d'étudier la topologie MMC sans passer par le modèle énergétique.

$$W_{c,x} = \frac{C}{2} \sum_{i=1}^N (v_{c,x}^i)^2 \quad (\text{III.75})$$

D'autre part, pour le contrôle de l'onduleur MMC en fréquence variable, notamment en basse fréquence et au démarrage, les contraintes sont plus importantes et elles se traduisent par de très fortes ondulations des tensions capacitatives. Car, sans aucune intervention extérieure, elles sont inversement proportionnelles à la fréquence de sortie à un facteur près (voir les expressions analytiques des tensions capacitatives (III.37) et (III.40)). Cela est dû fait que le temps de la charge ou de la décharge des condensateurs flottants est identique à la période d'ondulation de la sortie. Ainsi, quand la sortie évolue en très basse fréquence, la tension capacitive peut augmenter continuellement jusqu'à la tension de claquage du condensateur. Par ailleurs, la réduction de ces ondulations permet aussi de diminuer la capacité globale embarquée dans le système, ce qui représente un gain économique considérable en industrie.

Pour cela, [SPIC] et [KORN] ont préconisé des solutions de compensation par le biais du contrôle sur le courant de circulation. Elles visent à introduire des composantes alternatives importantes en haute fréquence, afin de réduire l'intervalle de temps entre la charge et la décharge des condensateurs flottants. Cependant, ces solutions présentent toutes l'inconvénient majeur d'injecter un fort courant circulant. Cela impose le surdimensionnement du calibre en courant de l'ensemble du système, et risque de rendre le système instable, puisque les composantes en haute fréquence injectées induisent un fort bruit au sein du convertisseur. De plus, la performance de ces solutions reste discutable, car on estime qu'une machine associée à un onduleur MMC équipé d'un tel contrôle n'est capable de livrer que 40% du couple nominal. D'autres solutions existent également, par exemple, [KOL1] et [AKA4] proposent l'injection d'une tension à haute fréquence en mode commun sur la sortie, ce qui entraînerait du courant parasite accélérant l'usure du roulement mécanique dans le moteur électrique [WILL].

Enfin, [FERR] propose une modification structurelle du convertisseur MMC en ajoutant une boucle secondaire, afin de faire circuler l'énergie en haute fréquence dans cette boucle auxiliaire pendant que la sortie évolue lentement. Cette dernière solution semble intéressante mais introduit des coûts et des complexités de commande supplémentaires à la topologie MMC. Dans la cadre de ces travaux, afin de traiter la problématique du fonctionnement à très basse fréquence, nous avons proposé une modification structurelle de l'onduleur MMC et les stratégies de commande associées. Cette solution est en instance de validation de brevet, par conséquent elle ne sera pas détaillée dans ce mémoire. Nous traiterons donc dans la suite uniquement le contrôle éloigné au tour de la fréquence nominale.

III.B.2. Elaboration du système de contrôle

A partir du modèle dynamique limité à l'harmonique 2, établi dans le paragraphe A, nous cherchons maintenant à définir la commande éloignée (voir la fig. 3-10). Or, parmi les trois types de variables d'état liées à la dynamique interne du convertisseur MMC, à savoir le courant de circulation i_D , la somme v_c^Σ et la différence v_c^Δ des tensions capacitives d'un demi-bras, nous ne disposons que d'un degré de liberté de contrôle. Par conséquent, il faut faire des choix entre les grandeurs à contrôler.

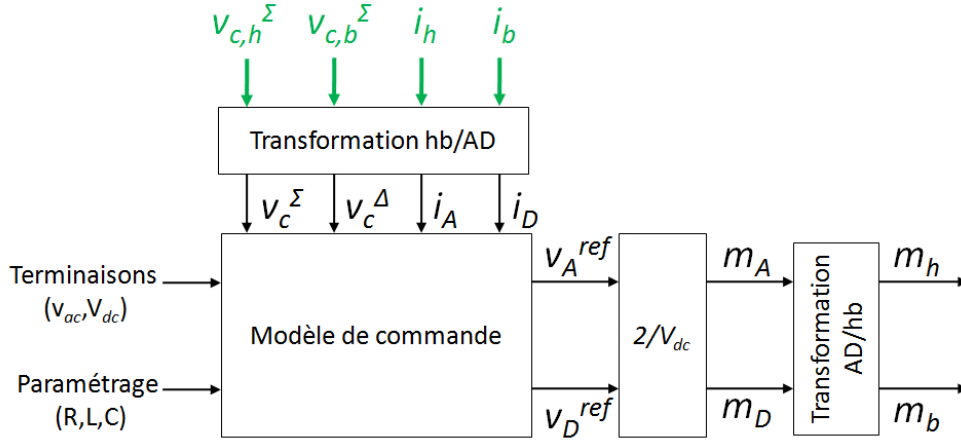


Figure 3-10. Schéma de la structure de la commande éloignée

a. Modèle de commande simplifié

Nous nous rappelons que les signaux de référence envoyés dans la commande rapprochée (voir fig. 3-8) correspondent aux tensions résultantes de chaque demi-bras. Par conséquent, à l'aide des équations (III.23) et (III.25), nous disposons d'un modèle de commande simplifié d'un bras d'onduleur et exprimé selon :

$$\begin{cases} v_A^{ref} = \frac{L}{2} \frac{d}{dt} i_A + \frac{R}{2} i_A + v_{ac} \\ v_D^{ref} = -2L \frac{d}{dt} i_D - 2R i_D + V_{dc} \end{cases} \quad (\text{III.76})$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} v_c^\Delta = m_A \frac{N}{C} i_D + \frac{N}{2C} i_A \\ \frac{d}{dt} v_c^\Sigma = \frac{N}{C} i_D + m_A \frac{N}{2C} i_A \end{cases} \quad (\text{III.77})$$

Dans le repère triphasé abc lié à l'onduleur MMC, ce modèle peut être décrit par :

$$(v_A^{ref})_{abc} = \frac{L}{2} \frac{d}{dt} (i_A)_{abc} + \frac{R}{2} (i_A)_{abc} + (v_{ac})_{abc} \quad (\text{III.78})$$

$$(v_D^{ref})_{abc} = -2L \frac{d}{dt} (i_D)_{abc} - 2R (i_D)_{abc} + V_{dc} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (\text{III.79})$$

$$\frac{d}{dt} (v_c^\Delta)_{abc} = \frac{N}{C} (m_A)_{abc} \cdot (i_D)_{abc} + \frac{N}{2C} (i_A)_{abc} \quad (\text{III.80})$$

$$\frac{d}{dt}(v_c^\Sigma)_{abc} = \frac{N}{C}(i_D)_{abc} + \frac{N}{2C}(m_A)_{abc} \cdot (i_A)_{abc} \quad (\text{III.81})$$

De la même manière que dans la section III.A.3.c, grâce aux matrices de transformation de Park associées aux deux classes de fréquence, le modèle de commande se réécrit encore dans le repère rotatif de Park selon :

$$(v_A^{ref})_{dq0} = \frac{L}{2} \frac{d}{dt} (i_A)_{dq0} + \begin{bmatrix} \frac{R}{2} & -\frac{L\omega}{2} & 0 \\ \frac{L\omega}{2} & \frac{R}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R}{2} \end{bmatrix} (i_A)_{dq0} + (v_{ac})_{dq0} \quad (\text{III.82})$$

$$(v_D^{ref})_{dq0} = -2L \frac{d}{dt} (i_D)_{dq0} - \begin{bmatrix} 2R & -4L\omega & 0 \\ 4L\omega & 2R & 0 \\ 0 & 0 & 2R \end{bmatrix} (i_D)_{dq0} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ V_{dc} \end{pmatrix} \quad (\text{III.83})$$

$$(i_D)_{dq0} = -\frac{C}{N} \frac{d}{dt} (v_c^\Sigma)_{dq0} - \begin{bmatrix} 0 & \frac{2C\omega}{N} & 0 \\ -\frac{2C\omega}{N} & 0 & 0 \\ \frac{N}{0} & 0 & 0 \end{bmatrix} (v_c^\Sigma)_{dq0} + \frac{m}{4} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} (i_A)_{dq0} \quad (\text{III.84})$$

$$m \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} (i_D)_{dq0} = -\frac{C}{N} \frac{d}{dt} (v_c^\Delta)_{dq0} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{C\omega}{N} & 0 \\ -\frac{C\omega}{N} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} (v_c^\Delta)_{dq0} + \frac{1}{2} (i_A)_{dq0} \quad (\text{III.85})$$

Ainsi, nous obtenons des équations différentielles du modèle simplifié avec uniquement des coefficients indépendants du temps, ce qui permet d'en déduire les équations de régulation en fonction du type de contrôleurs que l'on souhaite implémenter dans le système de commande (voir fig.3-11).

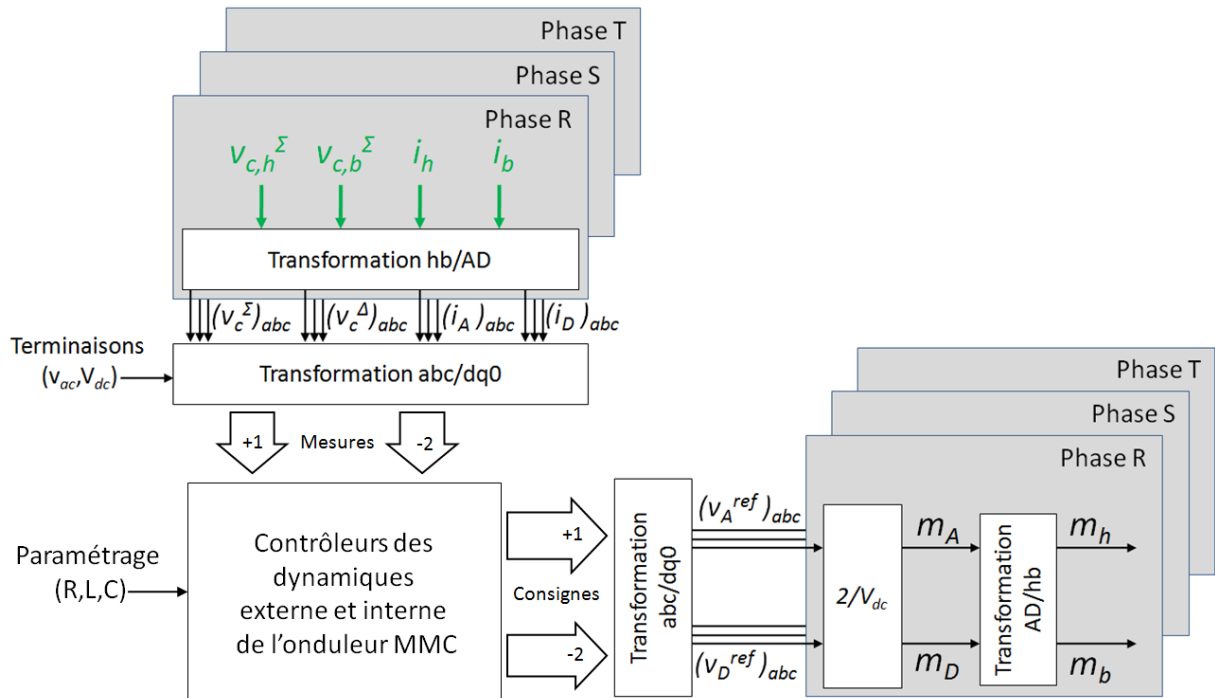


Figure 3-11. Schéma de la structure globale de la commande éloignée

b. Contrôleur de la dynamique externe de l'onduleur MMC

De manière générale, l'onduleur MMC a pour objectif de délivrer en sortie un courant alternatif d'amplitude et de fréquence variable et contrôlée, ainsi le premier contrôleur implémenté dans le système de contrôle sert à réguler cette dynamique liée aux contraintes extérieures, imposées par la charge, d'où les références des courants A.

A partir de (III.82), nous obtenons les équations de régulation du contrôleur, avec un correcteur PI, exprimées par (III.86) avec $K_{A,p}$ et $K_{A,i}$ respectivement les gains proportionnel et intégral du correcteur PI suivant les grandeurs dans l'axe A.

$$\begin{cases} v_{A,d}^{ref} = \frac{L}{2} (i_{A,d}^{ref} - i_{A,d}^{mes}) \left(K_{A,p} + \frac{K_{A,i}}{s} \right) - \frac{L\omega}{2} i_{A,q}^{mes} + v_{ac,d}^{mes} \\ v_{A,q}^{ref} = \frac{L}{2} (i_{A,q}^{ref} - i_{A,q}^{mes}) \left(K_{A,p} + \frac{K_{A,i}}{s} \right) + \frac{L\omega}{2} i_{A,d}^{mes} + v_{ac,q}^{mes} \\ v_{A,0}^{ref} = \frac{L}{2} (i_{A,0}^{ref} - i_{A,0}^{mes}) \left(K_{A,p} + \frac{K_{A,i}}{s} \right) + v_{ac,0}^{mes} \end{cases} \quad (III.86)$$

Dans un système triphasé équilibré, la composante homopolaire est nulle, par conséquent, nous pouvons négliger l'équation suivant l'axe 0 dans (III.85). De plus, comme le paramètre R correspond à la résistance parasite de l'inductance de liaison L d'un demi-bras à une très faible valeur, nous pouvons également la négliger dans la structure finale du contrôleur (voir fig. 3-12).

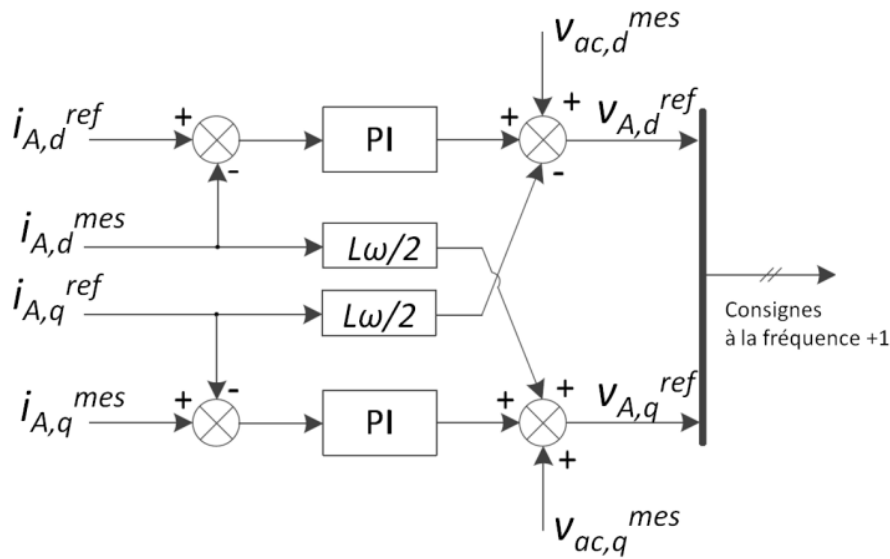


Figure 3-12. Schéma du contrôleur de la dynamique externe de l'onduleur MMC

Afin de déterminer les gains du correcteur PI, nous illustrons la boucle de contrôle par la figure 3-13. Comme nous avons considéré que la fréquence de découpage est bien supérieure à la fréquence de modulation, le délai introduit par la modulation est négligé.

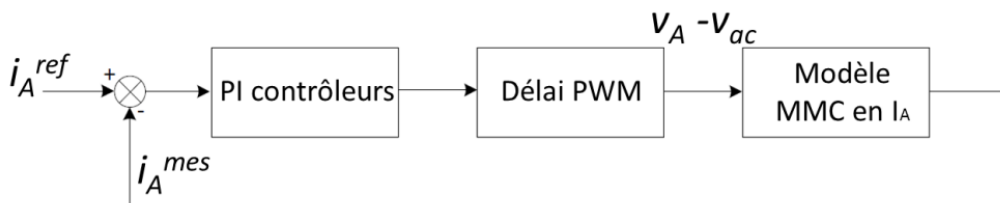


Figure 3-13. Diagramme de la boucle de contrôle en A

D'après (III.78), la fonction de transfert du modèle suivant l'axe A s'écrit par :

$$\frac{i_A^{mes}}{v_A - v_{ac}} = \frac{R/2}{1 + \frac{L}{R}s} \quad (III.87)$$

Ainsi, la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit par :

$$FTBO_A = \frac{K_{A,i}}{s} \left(1 + \frac{K_{A,p}}{K_{A,i}} s \right) \frac{R/2}{1 + \frac{L}{R}s} \quad (III.88)$$

Par la méthode classique de compensation de pôle du modèle par le correcteur PI dans (III.88), nous en déduisons la fonction de transfert en boucle fermée selon (III.89), avec τ_A la constante de temps de la dynamique externe que l'on impose arbitrairement.

$$FTBF_A = \frac{FTBO_A}{1 + FTBO_A} = \frac{1}{1 + \frac{2}{RK_{A,i}}s} = \frac{1}{1 + \tau_A s} \quad (III.89)$$

Dès lors, nous en déterminons l'expression des gains du correcteur PI, exprimée par :

$$\begin{cases} K_{A,i} = \frac{2}{R\tau_A} \\ K_{A,p} = \frac{2L}{R^2\tau_A} \end{cases} \quad (III.90)$$

Le contrôleur de la dynamique externe est basique dans toutes les méthodes de contrôle éloignée de la topologie MMC ([AKA3], [ANT2] et [BER1]). La vraie difficulté réside plutôt dans le contrôle de la dynamique interne du convertisseur.

c. Contrôleur de la dynamique interne de l'onduleur MMC

De la même manière que dans la section b, issue de l'équation (III.83), nous en déterminons les équations de régulation, liées au contrôle du courant D dans le repère rotatif de Park, exprimées par (III.91) avec $K_{D,p}$ et $K_{D,i}$ respectivement les gains proportionnel et intégral du correcteur PI suivant les grandeurs dans l'axe D.

$$\begin{cases} v_{D,d}^{ref} = -2L(i_{D,d}^{ref} - i_{D,d}^{mes}) \left(K_{D,p} + \frac{K_{D,i}}{s} \right) + 4L\omega i_{D,q}^{mes} \\ v_{D,q}^{ref} = -2L(i_{D,q}^{ref} - i_{D,q}^{mes}) \left(K_{D,p} + \frac{K_{D,i}}{s} \right) - 4L\omega i_{D,d}^{mes} \\ v_{D,0}^{ref} = -2L(i_{D,0}^{ref} - i_{D,0}^{mes}) \left(K_{D,p} + \frac{K_{D,i}}{s} \right) + V_{dc}^{mes} \end{cases} \quad (III.91)$$

La structure du contrôleur suivant les axes d et q est illustrée par la figure 3-14, où elle correspond à la méthode de contrôle dite CCSC [ZHEN] et [RUF3], lorsque les références des courants D sont prises à 0. En revanche, nous remarquons que le contrôleur suivant l'axe 0, la composante homopolaire, correspond à la régulation de la valeur moyenne du courant continu I_{dc} , ce qui n'est pas un objet premier dans cette étude.

Enfin, à l'aide de (III.79), la fonction de transfert du modèle en D s'écrit selon (III.92). Avec la même méthode appliquée à la fonction de transfert en A, nous en déduisons pour la boucle de contrôle en D (voir fig. 3-15) les gains du correcteur PI par (III.93) avec τ_D la constante de temps de la dynamique interne que l'on impose arbitrairement. Par ailleurs, d'après le modèle découplé établi dans [RUF1], les dynamiques externe et interne peuvent être totalement indépendantes, ainsi que les constantes de temps respectivement associées.

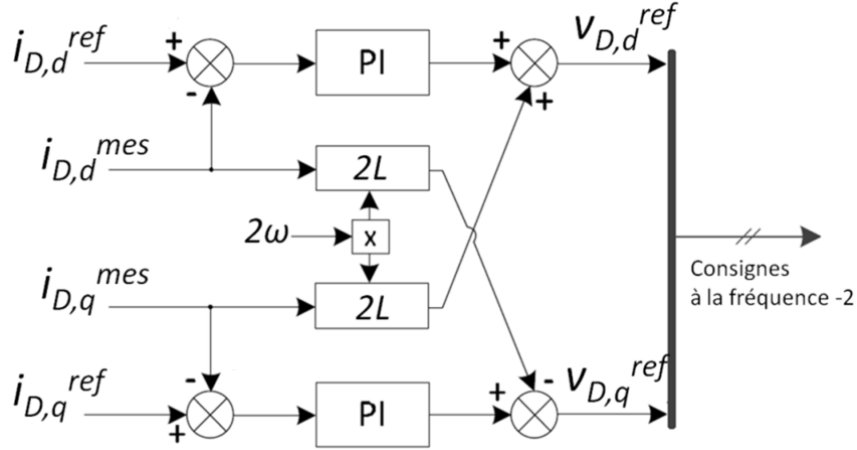


Figure 3-14. Schéma du contrôleur de la dynamique interne de l'onduleur MMC

$$\frac{i_D^{mes}}{v_D} = \frac{-2R}{1 + \frac{L}{R}s} \quad (\text{III.92})$$

$$\begin{cases} K_{D,i} = \frac{1}{2R\tau_D} \\ K_{D,p} = \frac{L}{2R^2\tau_D} \end{cases} \quad (\text{III.93})$$

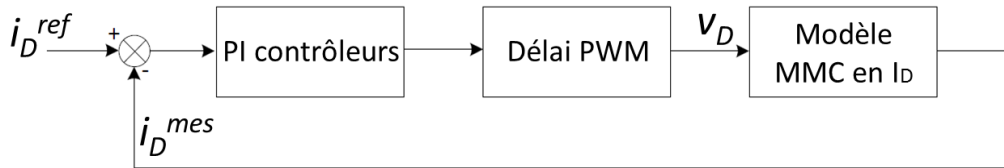


Figure 3-15. Diagramme de la boucle de contrôle en D

d. Contrôleur de l'ondulation des tensions capacitatives

Il a été évoqué que, afin de contrôler les dynamiques internes de l'onduleur MMC, nous ne disposons que d'un degré de liberté pour réaliser le contrôle envisagé. Parmi les variables d'état caractérisant le comportement interne du convertisseur, nous venons d'étudier le courant de circulation, mais il reste encore la somme et la différence des tensions capacitatives d'un bras d'onduleur à réguler. Et ce, par le biais de la génération des références de courant en D (voir fig. 3.16).

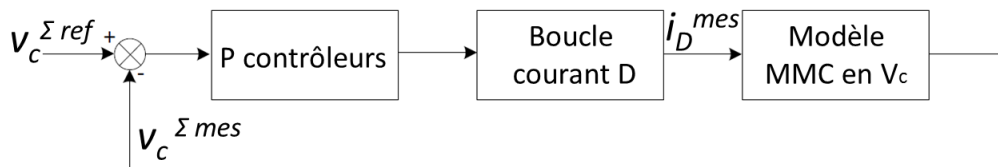


Figure 3-16. Diagramme de la boucle de contrôle en D

Dans un premier temps, à l'aide de (III.84), nous donnons les équations de régulation de la somme des tensions capacitatives par (III.94) avec $K_{\Sigma,p}$ le gain proportionnel du correcteur proportionnel P du contrôleur. En effet, il suffit ici d'un correcteur proportionnel pour réguler l'ondulation d'harmonique 2 des tensions capacitatives, car la fonction de transfert du modèle de la variation de la somme des tensions capacitatives, exprimée par (III.95) issue de l'équation (III.81), est un intégrateur.

$$\begin{cases} i_{D,d}^{ref} = -\frac{C}{N} \left(v_{c,d}^{\Sigma ref} - v_{c,d}^{\Sigma mes} \right) K_{\Sigma,p} - \frac{2C\omega}{N} v_{c,q}^{\Sigma mes} + \frac{m}{4} i_{A,q}^{mes} \\ i_{D,q}^{ref} = -\frac{C}{N} \left(v_{c,q}^{\Sigma ref} - v_{c,q}^{\Sigma mes} \right) K_{\Sigma,p} + \frac{2C\omega}{N} v_{c,d}^{\Sigma mes} - \frac{m}{4} i_{A,d}^{mes} \\ i_{D,0}^{ref} = -\frac{C}{N} \left(v_{c,0}^{\Sigma ref} - v_{c,0}^{\Sigma mes} \right) K_{\Sigma,p} - \frac{m}{4} i_{A,q}^{mes} \end{cases} \quad (III.94)$$

$$\frac{v_c^{\Sigma mes}}{i_D^{mes}} = \frac{N}{C_s} \quad (III.95)$$

Dès lors la fonction de transfert de la boucle de contrôle de la somme des tensions capacitive en boucle ouverte s'écrit par :

$$FTBO_A = K_{\Sigma,p} \frac{N}{C_s} \quad (III.96)$$

Ainsi, la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit par (III.97), avec τ_Σ la constante de temps de la dynamique de l'ondulation d'harmonique 2 des tensions capacitives.

$$FTBF_A = \frac{1}{1 + \frac{C}{NK_{\Sigma,p}}s} = \frac{1}{1 + \tau_\Sigma s} \quad (III.97)$$

Nous en déduisons alors le gain proportionnel par (III.98). Comme la boucle de contrôle de l'ondulation d'harmonique 2 des tensions capacitives agit à l'extérieur de la boucle de contrôle du courant D, il faut alors bien dissocier les deux modes, c'est-à-dire que la constante de temps de la boucle externe, la boucle de la tension, doit être bien supérieure à celle de la boucle interne, la boucle du courant de circulation.

$$K_{\Sigma,p} = \frac{C}{N\tau_\Sigma} \quad (III.98)$$

Enfin, nous donnons la structure du contrôleur de la somme des tensions capacitives (voir fig. 3-17) avec les références égales à zéro. Notons que le contrôleur de la composante homopolaire, la valeur moyenne des tensions capacitives, n'est pas représentée ici, car nous cherchons avant tout à réduire l'ondulation de la tension aux bornes des condensateurs flottants, tandis que cette valeur moyenne relève plutôt du niveau d'alimentation du bus DC (voir l'expression de la partie continue de la somme des tensions capacitives (III.39)).

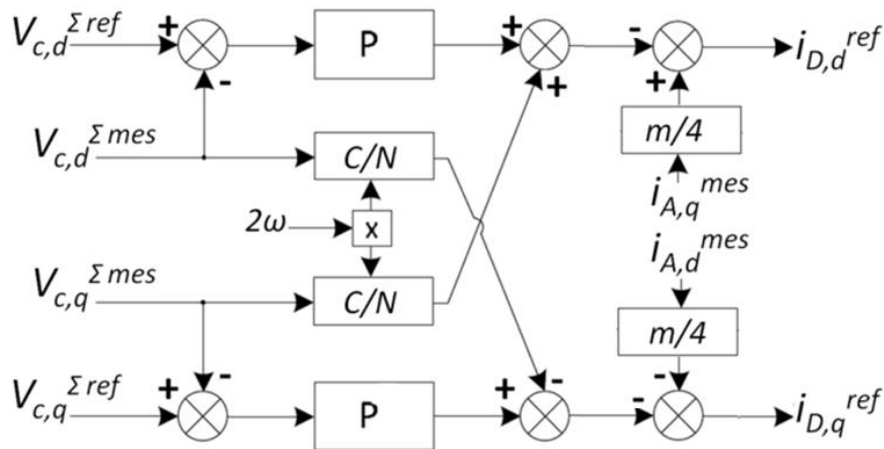


Figure 3-17. Schéma du contrôleur de l'ondulation d'harmonique 2 des tensions capacitives

De la même manière, nous pouvons contrôler l'ondulation à la fréquence fondamentale des tensions capacitives, via la régulation de la différence des tensions capacitives entre deux demi-bras. L'équation matricielle dynamique (III.85) permet d'obtenir les équations de régulation, exprimée par (III.99), avec $K_{\Delta,p}$ le gain proportionnel du correcteur proportionnel P du contrôleur.

$$\begin{cases} i_{D,d}^{ref} = \frac{C}{mN} (v_{c,q}^{\Sigma ref} - v_{c,q}^{\Sigma mes}) K_{\Delta,p} + \frac{C\omega}{mN} v_{c,d}^{\Sigma mes} - \frac{1}{2m} i_{A,q}^{mes} - \frac{I_{dc}}{3} \\ i_{D,q}^{ref} = -\frac{C}{mN} (v_{c,d}^{\Delta ref} - v_{c,d}^{\Delta mes}) K_{\Delta,p} + \frac{C\omega}{mN} v_{c,q}^{\Sigma mes} + \frac{1}{2m} i_{A,d}^{mes} \end{cases} \quad (III.99)$$

Comme la fonction de transfert du modèle de l'ondulation fondamentale des tensions capacitives s'écrit par (III.100), nous en déduisons le gain proportionnel du correcteur par (III.101) avec τ_{Δ} la constante de temps de la dynamique de l'ondulation fondamentale des tensions capacitives. Pour la même raison que précédemment, cette constante de temps doit être bien supérieure à celle du courant de circulation.

$$\frac{v_c^{\Delta mes}}{i_D^{mes}} = \frac{mN}{Cs} \quad (III.100)$$

$$K_{\Delta,p} = \frac{C}{mN\tau_{\Delta}} \quad (III.101)$$

Nous donnons la structure du contrôleur de la différence des tensions capacitives (voir fig. 3-18) avec les références égales à zéro.

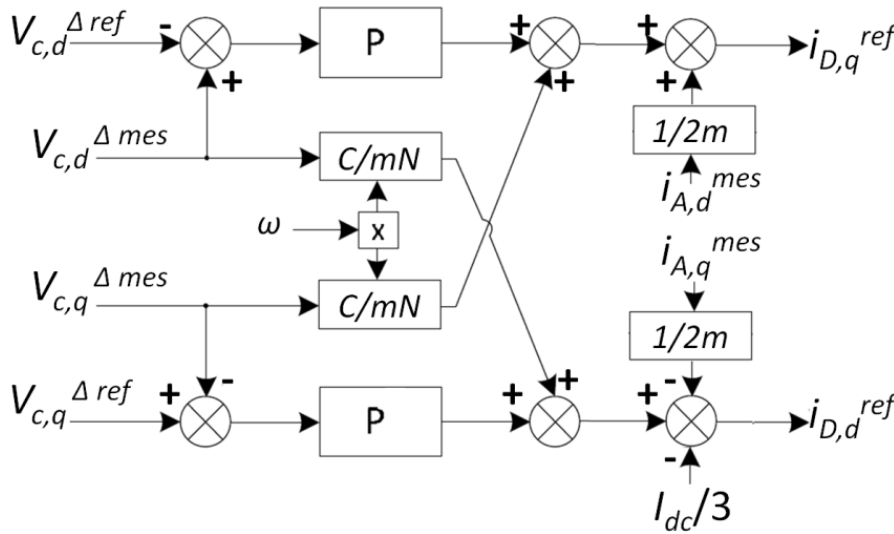


Figure 3-18. Schéma du contrôleur de l'ondulation fondamentale des tensions capacitives

Ainsi, avec tous les contrôleurs présentés ci-dessus, nous avons montré qu'il était possible de contrôler toutes les variables d'état régissant l'ondulation des formes d'onde internes de l'onduleur MMC, par le biais de l'asservissement du courant de circulation.

III.B.3. Evaluation de la performance des contrôleurs proposés

Dans le cadre de cette section, nous réalisons plusieurs séries de simulations en tenant compte du cahier des charges établi dans le chapitre I, afin de vérifier le bon fonctionnement des contrôleurs proposés, mais aussi d'évaluer leurs performances.

a. Conditions de simulation et paramétrage du système

Dans un premier temps, nous rappelons que l'objectif initial de notre projet est de concevoir un variateur de vitesse en moyenne tension pour une application en 6,6kV, en tension composée, et d'une puissance apparente de 2MVA.

Ensuite, basé sur le choix des composants de puissance avec un calibre en tension de 1,7kV, il a été vu que la mise en série de 10 SM dans un demi-bras correspond à un compromis optimal entre le rendement, estimé autour de 98,5%, et la complexité du système.

Du fait de la modularité et de l'aspect itératif de la topologie MMC, et en vue de la réalisation d'un prototype, nous avons décidé, pour la validation, de fabriquer un onduleur MMC à seulement 3 niveaux, mais avec des composants dont les calibres sont identiques à ceux d'un variateur complet. En conséquence, par la réduction d'échelle, nous disposons de 2 SM au lieu de 10 SM dans un demi-bras, soit un facteur d'échelle de 0,2.

La gamme de l'application visée devient alors 1,32kV ($U_{ac,n}$ la tension composée nominale) et 400kVA (S_n , la puissance apparente nominale). Comme la tension de bus nominale a été choisie initialement à 12kV, elle devient 2,4kV. Ainsi, l'index de modulation nominal et le courant de sortie nominal se calculent selon (III.102) et (III.103) (voir tab. 3-2).

$$m_n = \frac{\sqrt{2}U_{ac,n}/\sqrt{3}}{V_{dc}/2} \quad (III.102)$$

$$I_{ac,n} = \frac{1}{3} \frac{S_n}{U_{ac,n}/\sqrt{3}} \quad (III.103)$$

Ainsi, on définit l'impédance nominale de la charge par :

$$Z_{ch,n} = \frac{1}{3} \frac{S_n}{I_{ac,n}^2} = \sqrt{L_{ch}^2 \omega^2 + R_{ch}^2} \quad (III.104)$$

Le déphasage courant/ tension dans la charge se calcule par :

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{L_{ch}\omega}{R_{ch}} \quad (III.105)$$

En prenant un facteur de puissance égal à 0,8, grâce aux équations (III.104) et (III.105), nous en déduisons la valeur des éléments de la charge RL (voir tab. 3-2).

Par la suite, la capacité du SM et l'inductance de liaison ont été calculées avec la méthode de dimensionnement basée sur le modèle énergétique et proposée par [LES1] et [KOL2]. On définit d'abord la quantité d'énergie qui transite à travers un demi-bras durant une période de modulation par :

$$\Delta W_c = \frac{1}{3} \frac{S_n}{m_n \cos \varphi \omega} \left(1 - \left(\frac{m_n \cos \varphi}{2} \right)^2 \right)^{3/2} \quad (III.106)$$

Il s'ensuit alors que, avec l'approximation de la valeur moyenne des tensions capacitives d'un demi-bras à V_{dc} , l'expression de la capacité s'écrit :

$$C = \frac{2N}{\varepsilon V_{dc}^2} \Delta W_c = \frac{2}{3} \frac{S_n}{m_n \cos \varphi \omega} \frac{N}{\varepsilon V_{dc}^2} \left(1 - \left(\frac{m_n \cos \varphi}{2} \right)^2 \right)^{3/2} \quad (\text{III.107})$$

$$L = \frac{1}{4F_d} \frac{\varepsilon V_{dc}/2}{\varepsilon \sqrt{2} I_{ac,n}} \quad (\text{III.108})$$

Finalement, pour l'ensemble du système, les paramètres sont résumés dans le tableau 3-2, avec la valeur de la résistance parasite de l'inductance de liaison estimée à 10mΩ.

Nom	Notation	Valeur
Nombre de SM par demi-bras	N	2
Tension du bus DC	V_{dc}	2400V
Index de modulation nominal	m_n	0,89
Courant de sortie efficace nominal	$I_{ac,n}$	175A
Facteur de puissance	$\cos \varphi$	0,8
Fréquence de sortie	f	50Hz
Pulsation de sortie	ω	314rad.s ⁻¹
Inductance de la charge	L_{ch}	4,2mH
Résistance de la charge	R_{ch}	1,74Ω
Fréquence de découpage par SM	F_d	1kHz
Taux d'ondulation	ε	10%
Capacité du SM	C	4mF
Inductance de liaison	L	1,2mH
Résistance parasitaire de liaison	R	10mΩ
Constante de temps de l'onduleur	L/R	0,1s

Tableau 3-2. Paramètres du système pour les simulations

b. Contrôle des courants de sortie et de circulation à 50Hz

Nous avons déjà souligné que les contrôleurs du courant de sortie AC et du courant de circulation ont été étudiés à de nombreuses reprises dans la littérature [ZHEN], [AKA2] et [RUF3]. Dans la plupart des cas, le système de commande présenté dans la littérature se réalise à l'aide d'un contrôleur à base d'une PLL (Phase Locked Loop), afin de synchroniser le repère rotatif de Park avec celui du réseau secondaire en sortie [TIMO].

Concrètement, comme il existe un déphasage à l'origine entre les grandeurs courant/tension, lorsqu'on effectue la transformation de Park, il faut choisir la tension comme référence, car un convertisseur de puissance est contrôlé en tension. La figure 3-19 illustre le déphasage à l'origine des vecteurs tension/courant dans le repère rotatif de Park. Nous notons que φ_A et φ_{ac} respectivement le déphasage du courant A et de la tension de sortie par rapport à l'axe d. Le déphasage du courant par rapport à la tension s'écrit alors :

$$\varphi = \varphi_{ac} - \varphi_A \quad (\text{III.109})$$

Dès lors, la transformée de Park du courant A en triphasé, avec la tension de sortie comme référence, peut s'exprimer par :

$$[P_{+1}](i_A)_{abc} = I_{ac} \begin{pmatrix} \sin(\varphi_{ac} - \varphi) \\ -\cos(\varphi_{ac} - \varphi) \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\varphi & -\sin\varphi \\ -\sin\varphi & \cos\varphi \end{pmatrix} \cdot I_{ac} \begin{pmatrix} \sin\varphi_{ac} \\ -\cos\varphi_{ac} \end{pmatrix} \quad (\text{III.110})$$

Soit,

$$(i_A)_{dq0} = \begin{pmatrix} \cos\varphi & -\sin\varphi \\ -\sin\varphi & \cos\varphi \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_{A,d} \\ I_{A,q} \end{pmatrix} / v_{ac} \quad (\text{III.111})$$

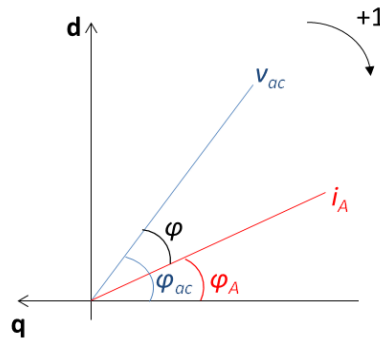


Figure 3-19. Vecteurs tension/courant dans le repère rotatif de Park

Comme les paramètres du système sont parfaitement déterministes, nous définissons le déphasage entre courant/tension par :

$$\varphi = \arctan \frac{L_{ch}\omega}{R_{ch}} \quad (\text{III.112})$$

En intégrant cette correction, nous visualisons les résultats de simulation, avec comme référence par phase, l'amplitude du courant de sortie égale à 150A et un déphasage à l'origine égal à 0. Pour cela, nous prenons dans le repère de Park la référence en d à 120A et en q à 90A, afin de vérifier le bon fonctionnement de la boucle de commande suivant les deux axes d et q. Nous supposons aussi que tous les condensateurs flottants sont chargés au préalable à leur valeur moyenne, ici, $V_{dc}/2$.

Dans un premier temps, seule la boucle de régulation du courant de sortie est utilisée avec les gains du correcteurs PI associés et définis par (III.90). Ainsi, en prenant la constante de temps τ_A à 1ms, nous en déduisons que le gain proportionnel est de l'ordre de 2000 et le gain intégral vaut 20000. Nous visualisons alors les résultats de simulation à 50Hz pendant une durée de 1s sur la figure 3-20.

La figure 3-20.a illustre l'évolution des variables d'état, caractérisant le comportement du système, établies dans la section III.A et exprimées dans le repère rotatif dq de Park. La boucle de régulation fonctionne correctement avec la dynamique imposée, car l'onduleur régulé atteint bien 63% de la valeur finale en 1ms. De plus, en régime établi les références sont également atteintes dans les deux axes d et q. Malgré des oscillations aux fréquences harmoniques supérieures dans les formes d'onde observées, dues au mécanisme de modulation, au bout de 0,8s, le convertisseur se stabilise.

Sans la présence d'un contrôleur de dynamique interne, les variables d'état tels que le courant de circulation i_D , la somme v_c^Z et la différence v_c^A des tensions capacitives comportent des composantes d'ondulation non nulles. Cela démontre l'intérêt de la présente étude sur des solutions de réduction de ces ondulations parfois indésirables, voire nuisibles pour la stabilité du système.

La figure 3-20.b présente le régime établi d'un bras d'onduleur où le courant et la tension simple de sortie sont bien régulés. Dès lors, nous prenons l'ondulation temporelle du courant et de la somme des tensions capacitatives d'un demi-bras comme référence de comparaison, afin d'évaluer la performance dynamique des autre contrôleurs.

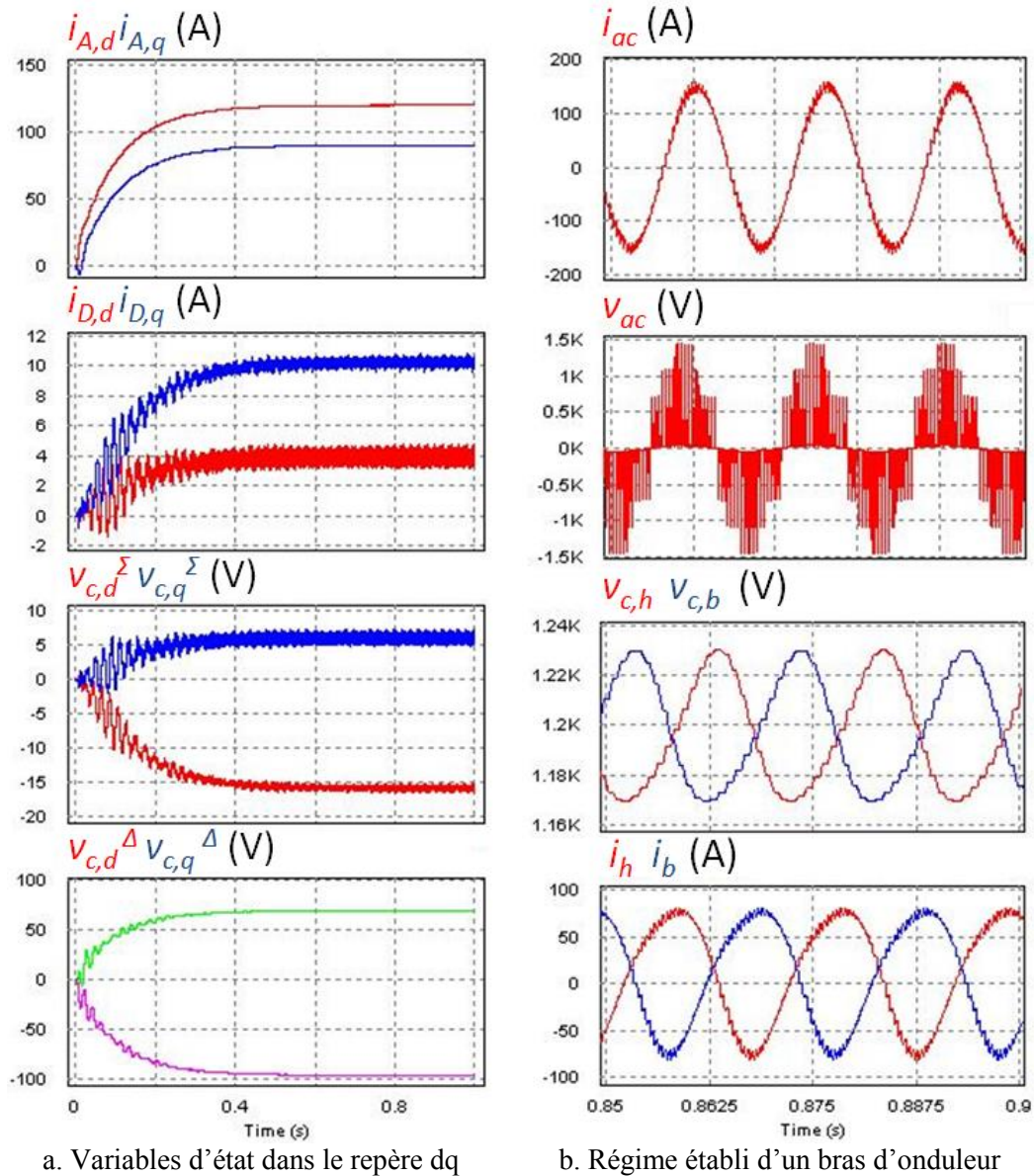


Figure 3-20. Simulation du contrôleur du courant externe i_A à 50Hz

Nous visualisons les résultats de simulation à 50Hz pendant une durée de 1s sur la figure 3-21, où la boucle de régulation du courant de circulation est ajoutée à celle du courant de sortie. Les gains des correcteurs PI associés, définis par (III.93), ont été calculés en prenant la constante de temps τ_D aussi à 1ms. Ainsi, les gains proportionnel et intégral valent respectivement 500 et 5000.

Sur la figure 3-21.a, les composantes d'ondulation dans le repère dq du courant de circulation sont bien régulées à 0 et avec la dynamique imposée à 1ms. La boucle de régulation du courant interne fonctionne donc correctement, sans que cela perturbe la performance de la boucle de régulation du courant externe, il y a donc bien un découplage entre les deux boucles. Par ailleurs, l'élimination de l'ondulation du courant de circulation a entraîné une forte réduction de l'ondulation de la somme des tensions capacitatives et l'introduction des harmoniques supérieurs dans la différence des tensions capacitatives.

En régime établi (figure 3-21.b), la sortie courant/tension demeure la même que précédemment. Bien que l'ondulation d'harmonique 2 du courant de circulation semble être totalement éliminée, l'ondulation d'autres harmoniques a pu être observée. Quant à l'ondulation des tensions capacitives, la réduction reste faible et ne concerne que l'ondulation d'harmonique 2 des tensions capacitives.

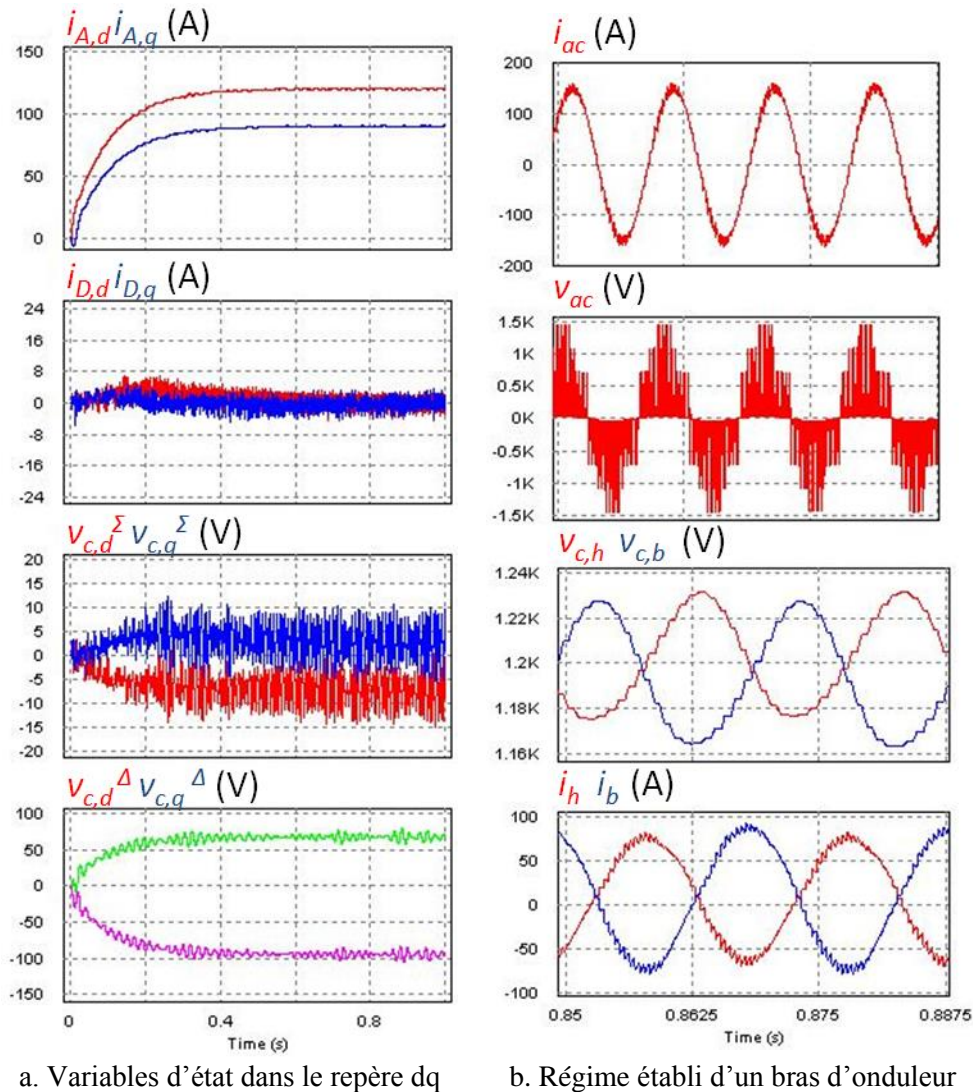


Figure 3-21. Simulation en présence du contrôleur du courant interne i_D

A l'aide de l'analyse spectrale des grandeurs observées dans un demi-bras (figure 3-22.a), nous réaffirmons la validité de notre modèle à 50Hz (établi dans la section A), en ne considérant que le terme continu, les fréquences fondamentale et d'harmonique 2. Ces derniers sont en effet prédominants sur l'ensemble du domaine fréquentiel considéré. En haute fréquence, nous retrouvons bien naturellement la fréquence de découpage.

En comparant les figures 3-22.a et b, nous mettons en évidence la performance de réduction de l'harmonique 2 dans le courant interne d'un demi-bras par le contrôleur du courant i_D . A 100Hz l'ondulation du courant est totalement inhibée à l'aide du contrôleur (à hauteur de -75%). Quant à l'ondulation des tensions capacitives, du fait que l'amplitude d'harmonique 2 initiale est faible au départ, l'effet réducteur n'est pas évident. Il faut alors diminuer la valeur du condensateur flottant, afin d'amplifier l'ondulation des tensions et de comparer la performance des contrôleurs de dynamique interne.

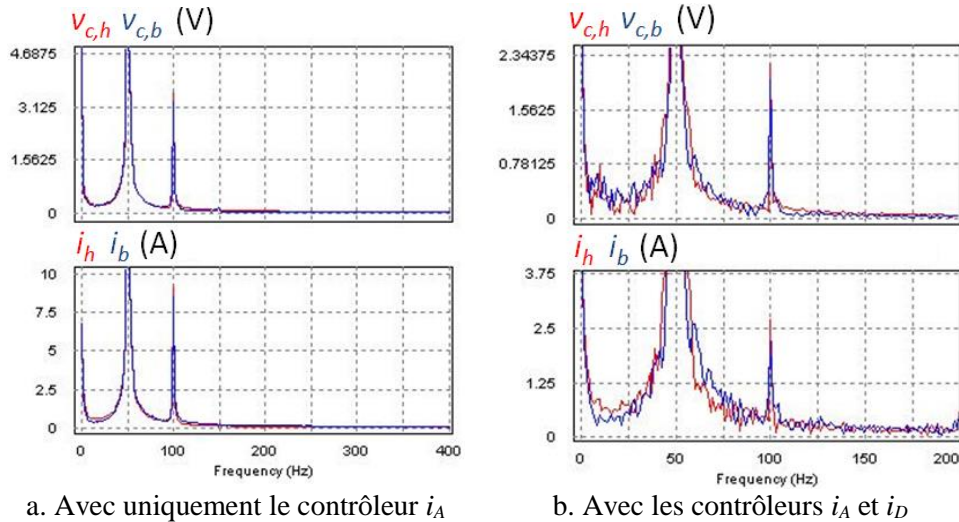
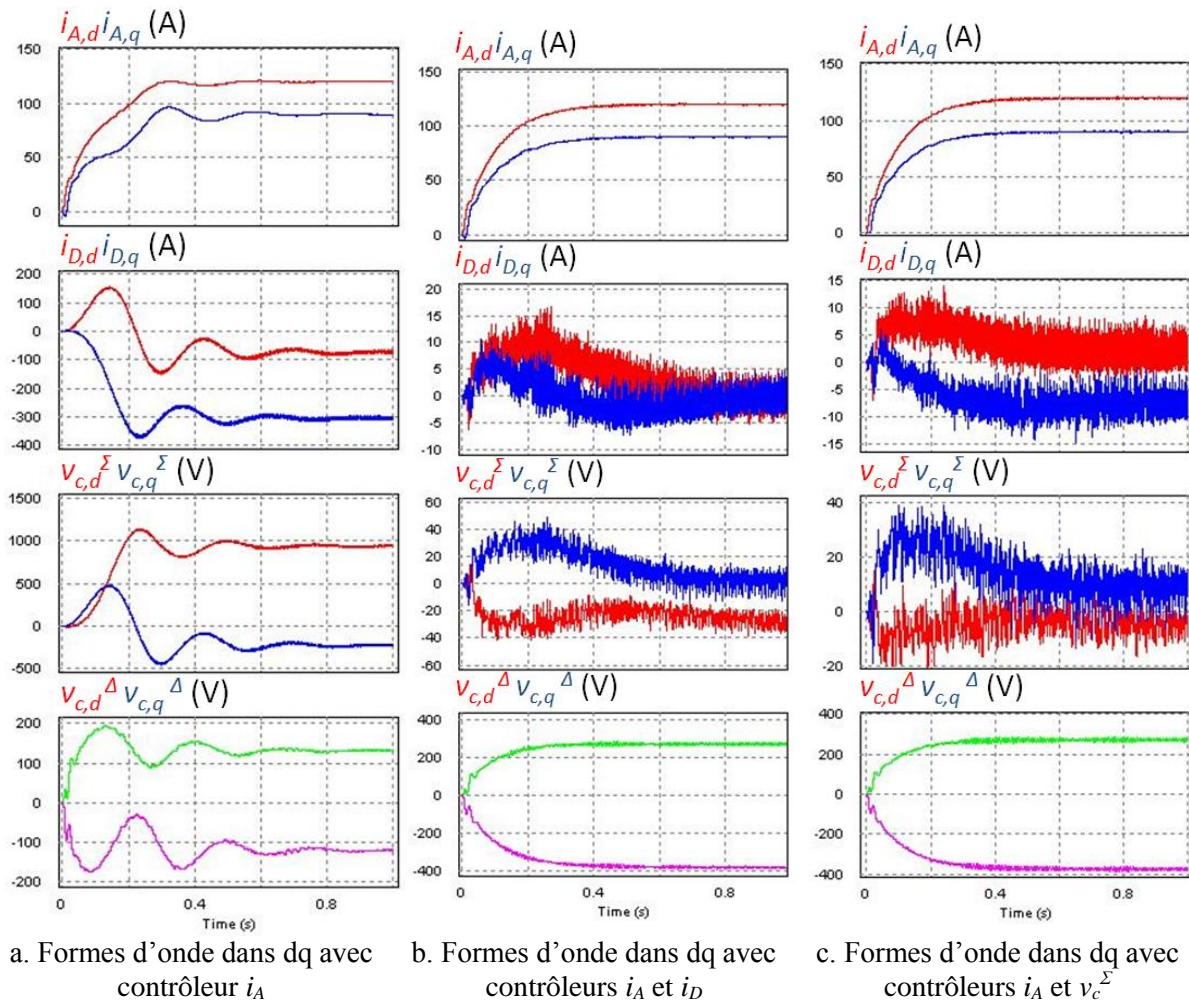


Figure 3-22. Transformée de Fourier (FFT) des grandeurs internes

c. Contrôle des tensions capacitives à 50Hz

En remplaçant la valeur initiale des condensateurs flottants par 1mF, soit divisée par 4, nous obtenons les différentes formes d'onde en fonction du choix de contrôleurs utilisés (voir fig. 3-23).



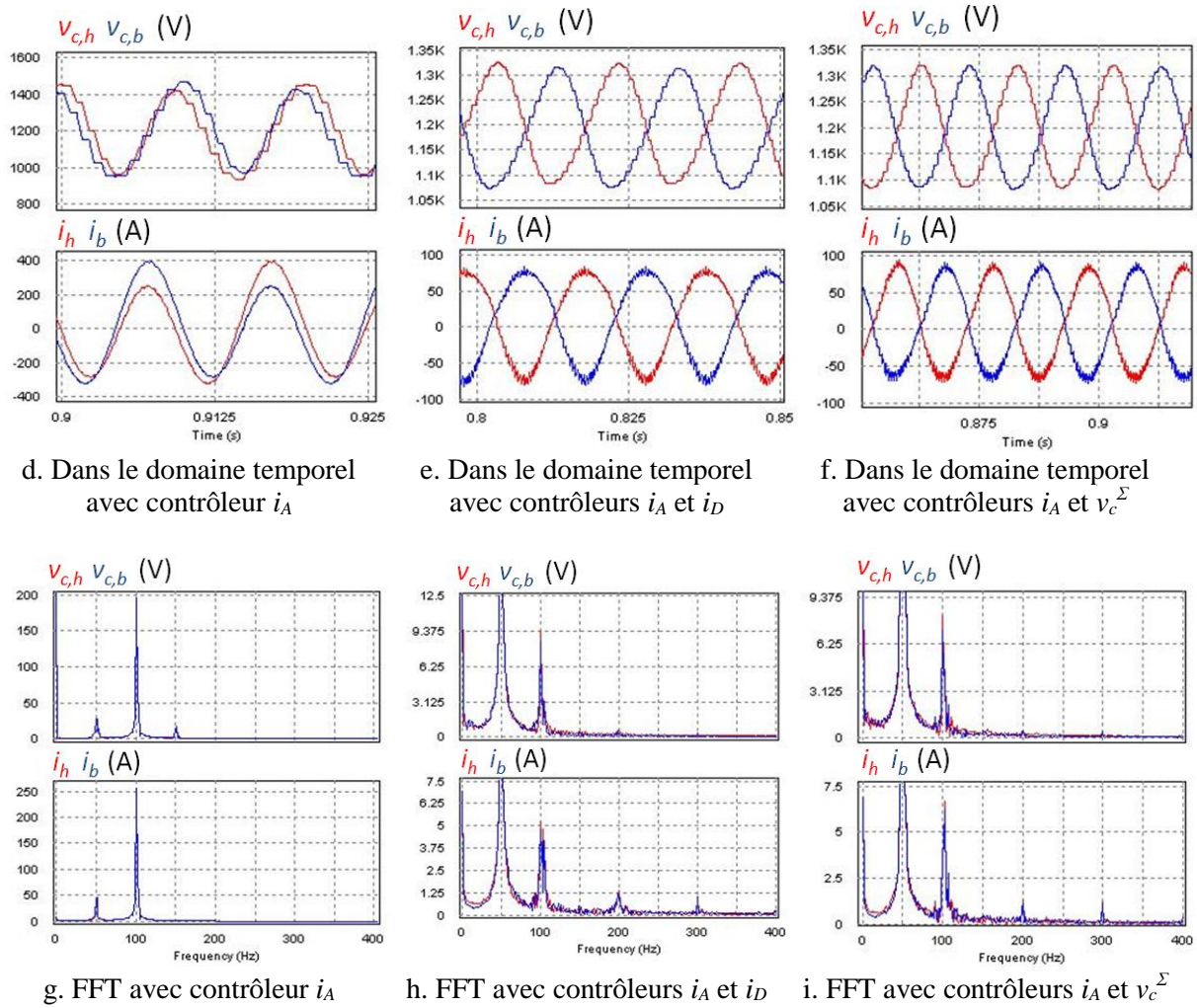


Figure 3-23. Résultats de simulation avec les 3 contrôleurs et une valeur de 1mF pour les condensateurs

Tout d'abord, nous pouvons souligner que, sans le contrôle de la dynamique interne dans l'onduleur MMC, une faible valeur de capacité embarquée peut provoquer des oscillations supplémentaires en régime transitoire (figure 3-23.a). A l'intérieur de l'onduleur, le courant de circulation et la somme des tensions capacitives présentent de forte amplitude d'ondulation, avec quasiment 10 fois plus que l'amplitude initiale (figure 3-23.d et g), alors que l'ondulation de la différence des tensions capacitives reste au même niveau. Ainsi, la valeur de la capacité embarquée présente un effet direct sur l'ondulation du courant de circulation et sur la somme des tensions capacitives, et nous devons avoir une maîtrise sur la dynamique interne de l'onduleur MMC.

Avec les contrôleurs du courant de circulation et de la somme des tensions capacitives (figures 3-23.b et c), l'oscillation supplémentaire en sortie est éliminée et l'amplitude d'ondulation des grandeurs régulées se trouve fortement réduite, mais pas totalement éliminée (voir figure 3-23. g, h et i). Nous notons que la performance de réduction de ces deux contrôleurs est quasi équivalente dans la présente configuration, et en plus, d'autres harmoniques ont été induits dans le spectre fréquentiel du courant interne, ce qui crée une forme non sinusoïdale pour ce dernier (figure 3-23.e et f).

Nous nous intéressons également à la performance du contrôleur de la différence des tensions capacitives défini par (III.99). La simulation est illustrée par la figure 3-24 et la valeur du condensateur du SM a aussi été prise à 1mF. La figure 3-24 permet de montrer un intérêt limité de ce contrôleur en réduisant l'ondulation des tensions capacitive à la fréquence fondamentale. Car, d'une part, l'effet de la réduction reste discutable, et d'autre part, il provoque de très fortes ondulations d'harmonique 2 dans le

courant interne et les tensions capacitives (figure 3-24.c). Ce contrôleur n'est donc pas adapté pour l'application en variation de vitesse. Cependant, pour d'autre type d'applications où le courant de sortie n'est pas imposé par l'extérieur, son effet pourrait être intéressant. Dans la suite, nous ne traiterons plus ce contrôleur en vue de notre objectif.

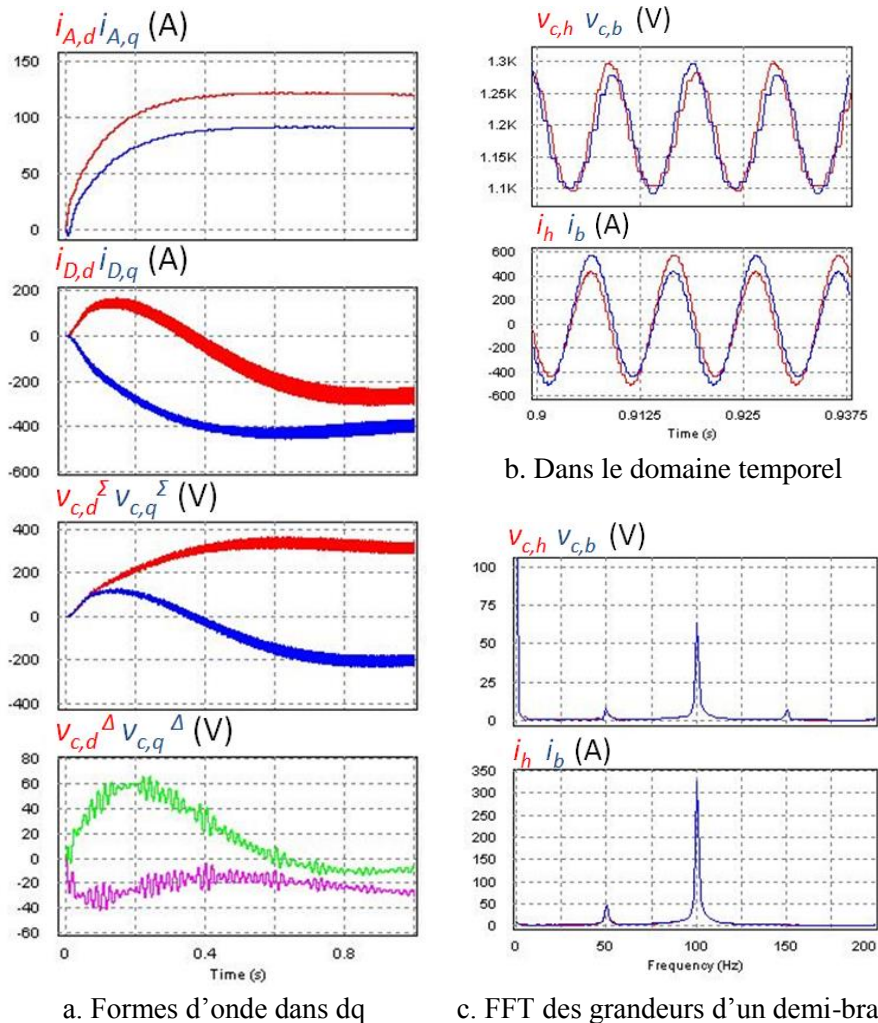


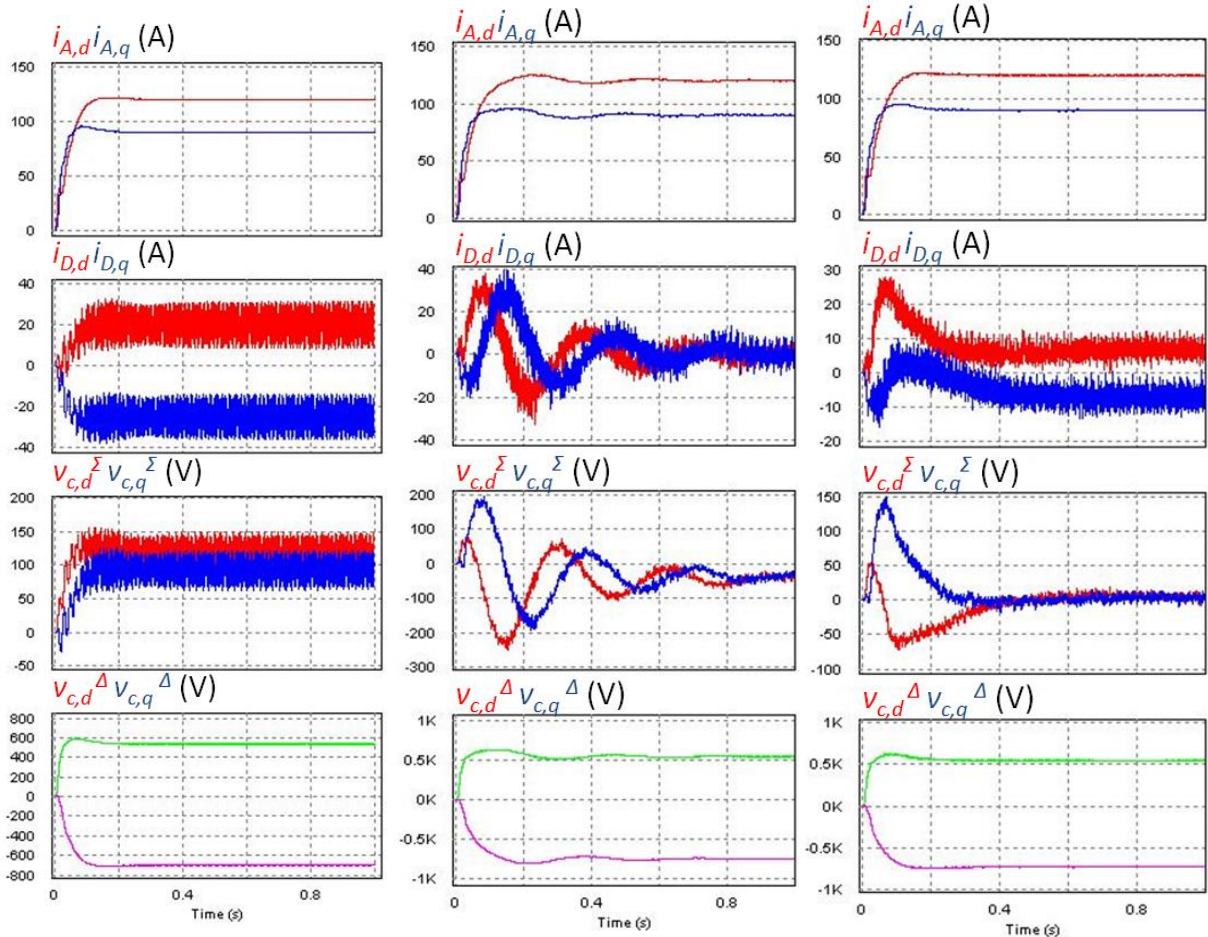
Figure 3-24. Résultats de simulation avec les 3 contrôleurs et une valeur de 1mF pour les condensateurs

En somme, les contrôleurs du courant de circulation et de la somme des tensions capacitives présentent de bonnes performances de stabilisation de l'onduleur MMC et de réduction d'ondulation des grandeurs internes. Néanmoins, le choix du contrôleur utilisé dépend du paramétrage du système et du choix de la grandeur à réguler. Même si la performance de réduction d'ondulation des deux contrôleurs est équivalente, il faut tout de même souligner qu'en régime établi, ces deux contrôleurs ont des effets différents sur l'ondulation d'harmonique 2 du courant de circulation et de la somme de tension. Cela pourra impacter sur le dimensionnement du système et sur la stratégie de commande à adopter.

Il faut aussi souligner l'aspect fréquentiel. D'une part, ces méthodes de commande réinjectent des harmoniques supérieurs à l'intérieur de l'onduleur, et d'autre part, avec la transformation de Park les contrôleurs proposés ne prennent en compte que des fréquences spécifiques. Il est donc impensable d'intégrer des contrôleurs pour chaque harmonique. Enfin, comme les lois de commande sont issues de la modélisation limitée à l'harmonique 2 du système, il pourrait être possible que d'autres harmoniques deviennent prédominants dans les grandeurs à réguler. Dès lors, les lois proposées ne seront plus efficaces, voire invalidées.

d. Performance des contrôleurs en basse fréquence

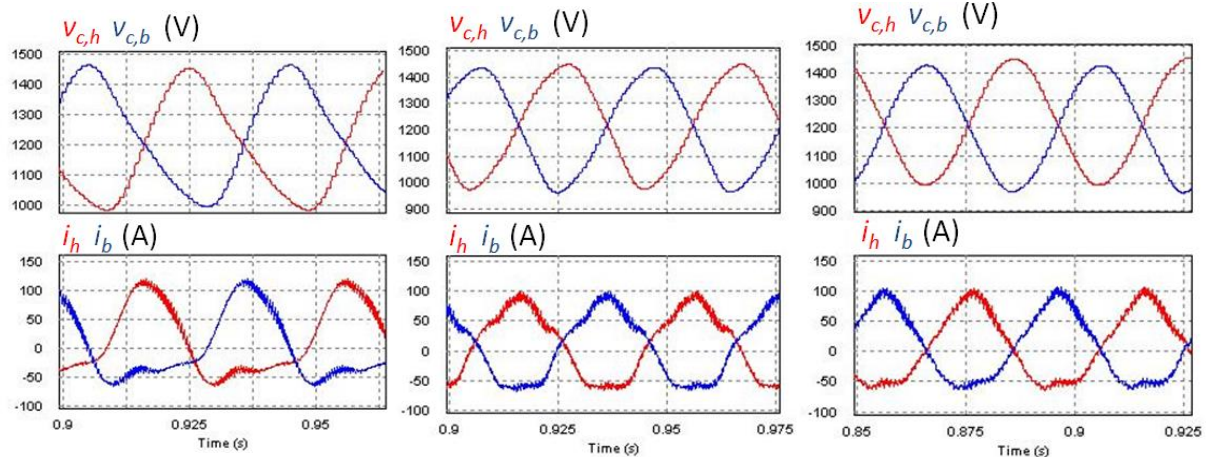
Il a été évoqué dans le paragraphe précédent que la performance des différents contrôleurs dépend de la fréquence de sortie. Ainsi, dans ce paragraphe la fréquence de sortie est réglée à 25Hz et la valeur des capacités est toujours prise à 1mF, nous donnons les résultats des simulations sur la figure 3-25.



a. Formes d'onde dans dq avec contrôleur i_A

b. Formes d'onde dans dq avec contrôleurs i_A et i_D

c. Formes d'onde dans dq avec contrôleurs i_A et $v_c^Σ$



d. Dans le domaine temporel avec contrôleur i_A

e. Dans le domaine temporel avec contrôleurs i_A et i_D

f. Dans le domaine temporel avec contrôleurs i_A et $v_c^Σ$

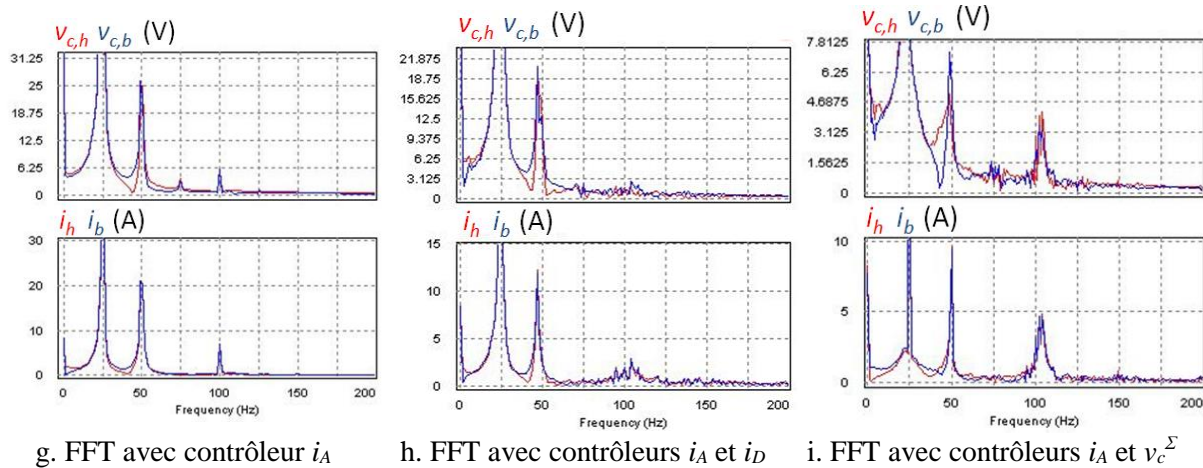


Figure 3-25. Résultats de simulation des contrôleurs à 25Hz

En présence du contrôleur de courant externe uniquement, la sortie est correctement régulée, malgré l'existence d'oscillations supplémentaires durant le régime transitoire (figure 3-25.a, b et c). L'ondulation de la différence des tensions capacitives est fortement amplifiée en basse fréquence comparé au cas à 50Hz. Mais l'ondulation du courant de circulation et de la somme des tensions capacitives reste à un niveau bien inférieur qu'à 50Hz et comparée à celle de l'ondulation fondamentale des tensions capacitives. En régime établi, sans l'effet des contrôleurs de dynamique interne, des harmoniques supérieurs non négligeables sont apparus au sein de l'onduleur, c'est notamment le cas des harmoniques 3 et 4 (voir figure 3-25.g).

Avec les contrôleurs de dynamique interne, l'ondulation d'harmonique 2 dans le courant interne et les tensions capacitives se trouve bien réduite (voir figure 3-25.h et i). Mais les effets réducteurs sont assez limités à l'égard de la forte ondulation à la fréquence fondamentale dans les grandeurs d'un demi-bras (voir figure 3-25.d, e et f). La différence d'impacts de ces contrôleurs est mise en évidence par l'analyse spectrale des grandeurs d'un demi-bras (voir figure 3-25.g, h et i). En présence d'un contrôleur de courant de circulation, l'ondulation de tous les harmoniques supérieurs est réduite, alors qu'avec le contrôleur de la somme des tensions capacitives, l'effet de réduction des harmoniques 2 semble plus important, notamment dans les tensions capacitives, mais les harmoniques supérieurs persistent, en particulier, l'harmonique 4 (à 100 Hz) avec une amplitude à la moitié de celle de l'harmonique 2.

En conclusion, en basse fréquence le contrôleur de dynamique externe continue à fonctionner correctement, mais les contrôleurs de dynamique interne proposés ont plutôt un effet limité. En effet, d'une part, l'ondulation fondamentale des tensions capacitives en basse fréquence devient bien plus importante par rapport à celle de l'harmonique 2, et d'autre part, la présence des harmoniques supérieurs n'est plus négligeable comme dans le cas de 50Hz. Dès lors, l'hypothèse initiale de notre modèle n'est plus respectée et cela limite alors l'efficacité des lois de contrôle proposées.

Pour aller plus loin, en très basse fréquence, du fait que les harmoniques supérieurs sont tous très « proches » les uns des autres, cela peut aussi poser des problèmes de filtrage et de précision de contrôle à cause de la sélectivité fréquentielle de la transformation de Park. Outre l'aspect de la prédominance des harmoniques, ces méthodes de contrôle, basées sur la transformation de Park et sur des considérations fréquentielles, montrent bien des limites pour les applications en très basse fréquence. Par conséquent, d'autres types de méthodes de commande sont nécessaires pour surmonter les difficultés évoquées.

III.C. Implémentation et évaluation des performances

Un banc d'essai a été réalisé sur la plateforme PRIMES afin d'effectuer des vérifications expérimentales des lois de commande développées dans des conditions réelles d'utilisation d'un variateur de vitesse en moyenne tension.

III.C.1. Réalisation et description du banc d'essai

Comme pour la présentation de la structure générale du variateur de vitesse (voir le paragraphe I.A.3.b), pour la réalisation de notre prototype basé sur la topologie MMC, nous avons une partie puissance et une partie contrôle.

A cause des contraintes d'approvisionnement et à partir du dimensionnement établi dans le tableau 3-2, les composants utilisés pour la réalisation du banc d'essai sont résumés dans le tableau 3-3. Ils ont aussi été choisis de manière à respecter les contraintes de fonctionnement en moyenne tension.

Nom du composant	Caractéristiques	Quantité	Référence
Condensateurs film de puissance	3mF – 2000V	12 pour les SM 2 pour le bus DC	DKTFM4AMB3177 [AVX]
Inductances de liaison	1mH – 150A _{eff} – 50Hz	6	Sur mesure [Annexe 8]
Modules IGBT Infineon	1,7kV – 300A	12	FF300R17ME3
Drivers CONCEPT	Plug-and-play	12	2SP0115T
Alimentations isolées CONCEPT	Isolation à 4,5kV	12	ISO3116I-45
Charge – inductances de puissance	15mH – 106A _{eff} – 50Hz	3	Sur mesure [Annexe 8]
Charge - résistances	24Ω - 900W	3	-
Capteurs de tension LEM	100-2500 V	12 pour les SM 3 pour la charge 1 pour le bus DC	LV100
Capteurs de courant LEM	0-300 A	6 pour les demi-bras 3 pour la charge 1 pour le bus DC	LA205S
Centrale de commande	NI CompactRIO	1	NI CRIO-9082
Cartes d'interface optique/numérique	-	12 pour le SM 1 pour la centrale de commande	Sur mesure [Annexe 9]

Tableau 3-3. Liste des composants utilisés pour la réalisation du banc d'essai

Par la suite, nous allons présenter succinctement les différentes étapes de réalisation du banc d'essai, ainsi que les spécificités techniques liées au système de commande du prototype.

a. Réalisation de la partie puissance

Comme illustré par la figure 3-26, le banc de test est constitué de plusieurs blocs qui sont le bus DC, l'onduleur MMC à 3 niveaux et la charge RL triphasée.

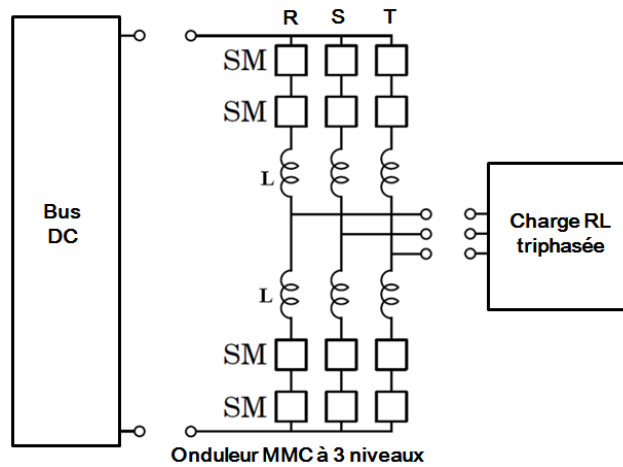
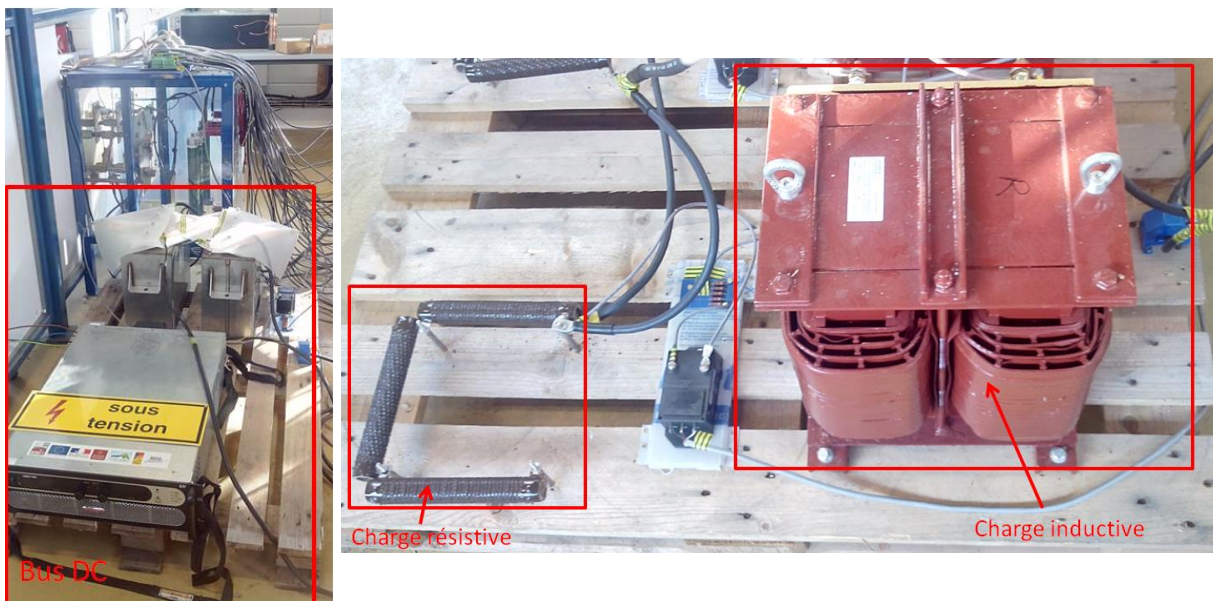


Figure 3-26. Schéma de la partie puissance du banc de test

- Précision sur le bus DC et la charge

Sur la plateforme PRIMES, nous disposons d'un bloc d'alimentation de puissance capable de fournir une gamme d'énergie jusqu'à 800V et 19A. Ainsi, pour créer le bus DC, deux condensateurs de puissance de 3mF mis en série sont branchés en parallèle avec le bloc d'alimentation (figure 3-27.a).

Concernant la charge, nous avons deux configurations possibles (figure 3-27.b). Elles correspondent, d'une part, à une charge RL mise en série pour des tests de faibles tension/courant, et d'autre part, à une charge purement inductive L pour des tests de forts tension/courant. De cette manière, nous pouvons à la fois valider les lois de commande dans différentes conditions et sans consommer beaucoup d'énergie en entrée.



a. Constitution du bus DC

b. Constitution de la Charge

Figure 3-27. Photographies du bus DC et de la charge

- Constitution d'un SM

Pour la réalisation d'un onduleur MMC à 3 niveaux, nous devons utiliser 12 SM. Pour chaque SM, un busbar a été conçu (figure 3-28.a) en tenant compte de la géométrie du condensateur de puissance et du module de puissance utilisé. La forme singulière du busbar a été pensée pour avoir une répartition relativement homogène du courant surfacique (figure 3-28.b). En effet, d'une part, cela évite un échauffement local, et d'autre part, cela permet de réduire l'inductance parasite du busbar.

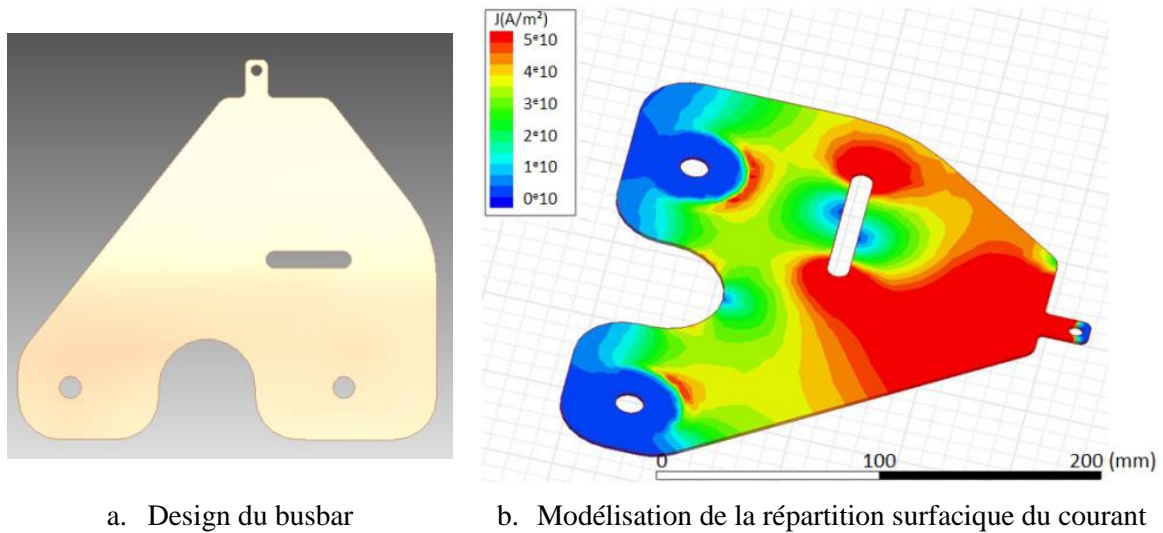


Figure 3-28. CAO mécanique et modélisation électrique du busbar

Un design CAO (Conception assistée par ordinateur) du SM a été proposé (figure 3-29.a) en vue de la réalisation d'un support mécanique, composé d'un banc roulant à trois étages correspondant aux trois bras d'onduleurs, et de l'ensemble du SM. Dans chaque SM, nous avons intégré un capteur de tension LEM et une alimentation isolée à haute tension alimentant la carte d'interface (voir fig. 3-29.b) que nous précisons dans le paragraphe suivant. Un isolant en silicone a aussi été ajouté entre les busbars de polarités opposées. Par ailleurs, des modules Infineon, embarqués avec des radiateurs à air, sont utilisés ici pour les tests de puissance, au lieu des modules CLARA, en raison du manque de temps pour la mise au point du refroidissement à eau.

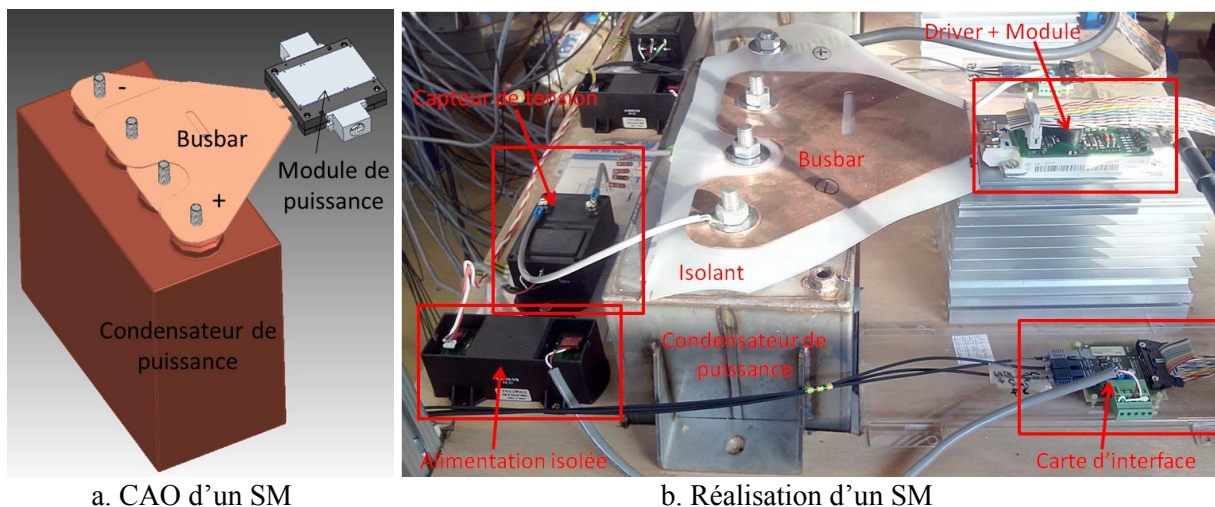


Figure 3-29. Design et réalisation d'un SM (Sous-Module)

- Constitution du banc

L'onduleur MMC à 3 niveaux est réalisé à l'aide de 6 demi-bras, composés d'une inductance de liaison mis en série avec 2 SM, où un capteur de courant LEM a été intégré dans chacun des demi-bras (voir figure 3-30.a). Conformément à la figure 3-26, une charge RL triphasé en couplage étoile est connectée en sortie de l'onduleur MMC. Un LEM de courant et de tension est intégré dans chacune des phases de la charge, de même pour le bus DC. Il faut aussi noter qu'un oscilloscope TEKTRONIX DPO7354C a été utilisé pour visualiser et enregistrer les formes d'onde observées (voir figure 3-30.b).

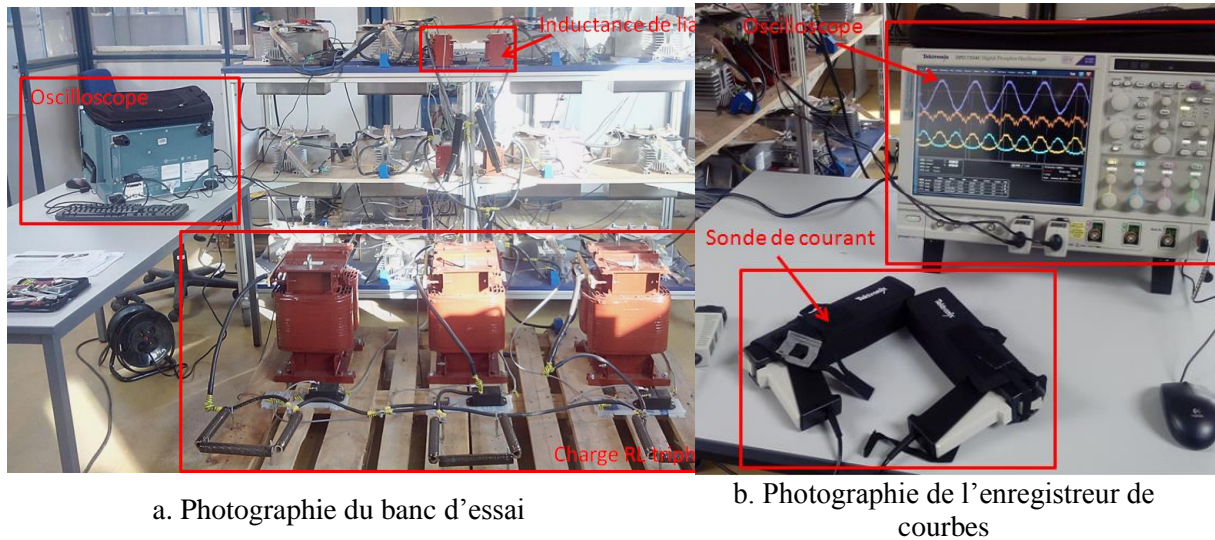


Figure 3-30. Réalisation du banc d'essai

b. Réalisation de la partie contrôle

Comme évoqué plus haut, pour des raisons pratiques, des drivers CONCEPT ont été choisis pour piloter les modules de puissance dans chaque SM, et la centrale NI (National Instruments) CRIO, intégrant une plate-forme FPGA et RT (Real-Time), est utilisée pour effectuer les opérations de commande et d'acquisition. Ainsi, l'ensemble de l'architecture du système de commande a été conçu avec la méthode de HIL (Hardware In-the-Loop) et à partir de ces deux éléments. Cette architecture est illustrée sur la figure 3-31.

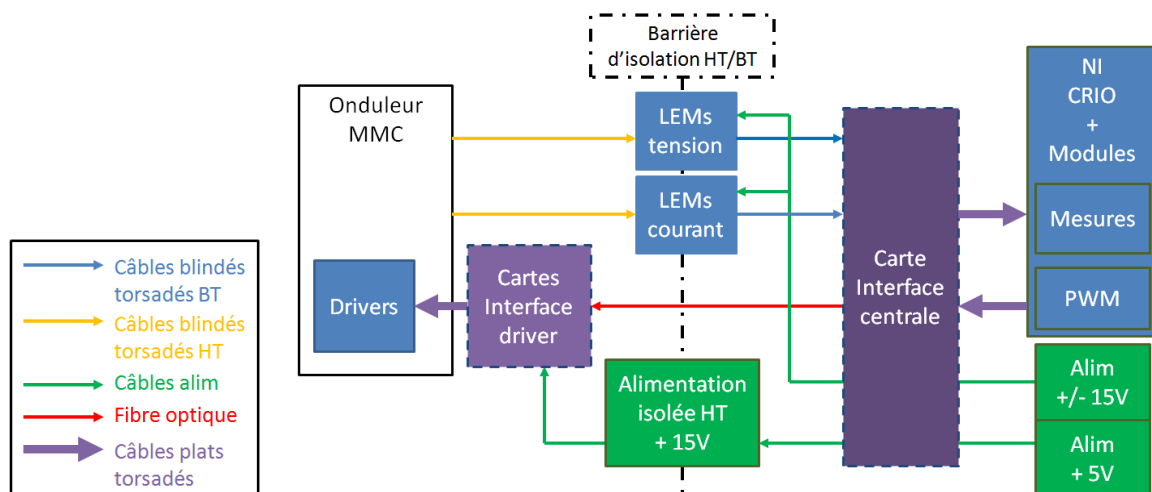


Figure 3-31. Schéma de l'architecture du système de commande

- Barrière d'isolation HT (Haute Tension) et BT (Basse Tension)

Comme le banc d'essai comporte à la fois une partie puissance et une partie contrôle fonctionnant en basse tension, afin de protéger les matériels de commande et les opérateurs, une barrière d'isolation entre la puissance et la basse tension a été conçue au sein du système. Elle est composée de plusieurs éléments ayant des rôles différents (figure 3-31). Nous pouvons citer les capteurs LEM de tension et de courant qui ont des pouvoirs d'isolation intégrés, c'est aussi le cas de l'alimentation isolée individuelle dans chaque SM, et en outre, la connexion isolante électriquement entre les cartes d'interface via les fibres optiques. Ainsi, la figure 3-32 illustre l'onduleur MMC et la carte d'interface centrale connectés et câblés.

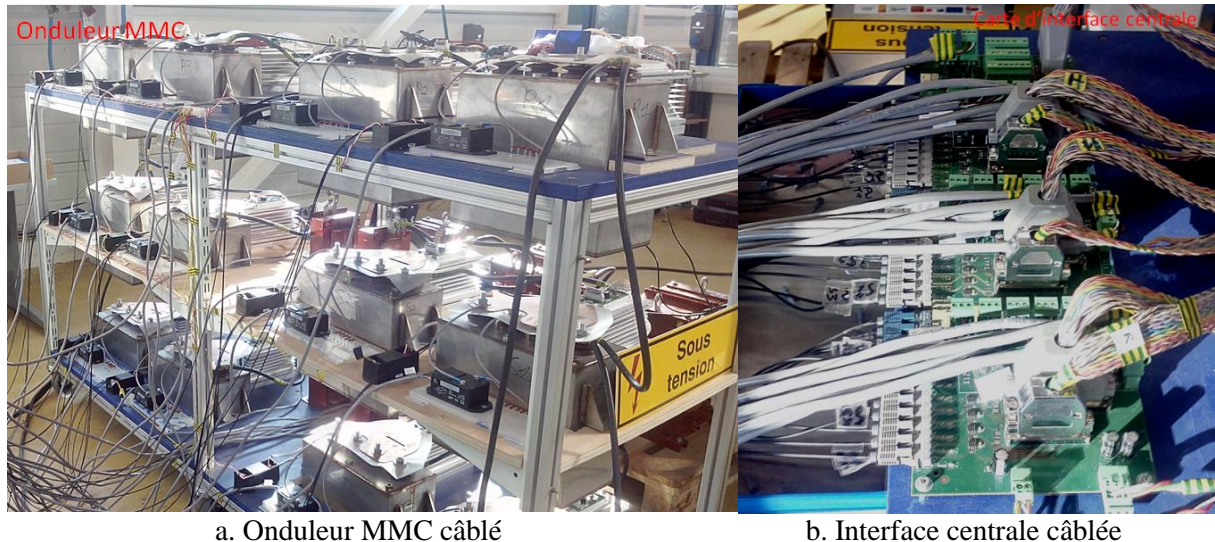


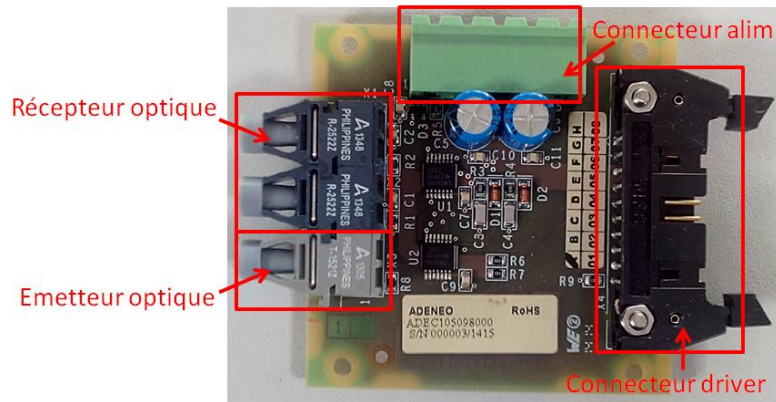
Figure 3-32. Photographies de l'onduleur MMC à 3 niveaux câblé et monté

- Interfaçage

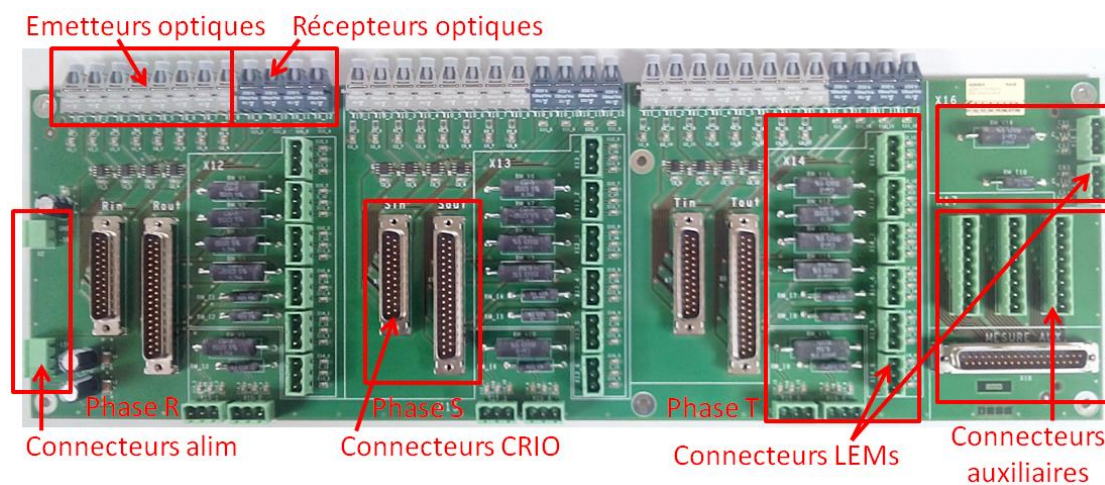
Deux types de cartes d'interface ont été conçus et fabriqués [Annexe 9], en suivant des recommandations techniques pour les drivers CONCEPT utilisés [CON2]. Pour la réalisation du système de commande, nous comptons une carte individuelle du côté de driver (figure 3-33.a) et une carte centrale du côté de NI CRIO (figure 3-33.b).

La carte d'interface dite « driver » a pour fonctions d'alimenter le driver et les émetteurs/récepteurs optiques en transitant l'énergie reçue de l'alimentation isolée individuelle, de convertir les signaux optiques en signaux analogiques et de les envoyer vers le driver, en assurant la complémentarité des états avec un seul signal « PWM » et en imposant un temps mort de $3\mu s$, grâce au choix des composants passifs intégrés. Par ailleurs, le driver CONCEPT délivre aussi un signal de retour en cas de défaut de fonctionnement du driver. Ce signal analogique doit alors être converti en signal optique et envoyé vers la centrale de commande.

La carte d'interface centrale a pour mission d'alimenter tous les capteurs LEM, toutes les alimentations isolées et tous les émetteurs/récepteurs optiques, de réceptionner tous les signaux optiques « défauts » de l'interface driver et de les envoyer vers la centrale CRIO sous forme de signaux analogiques, de réceptionner tous les signaux analogiques « PWM » et « ENABLE » (expliqué plus loin) du CRIO et de les envoyer vers les interfaces driver correspondantes sous forme optique. En plus, toutes les mesures captées par les LEMS de courant et de tension sont aussi collectées à travers la carte d'interface, puis envoyées vers le CRIO. Des connecteurs auxiliaires ont aussi été prévus pour la mesure de température et d'autres grandeurs. Enfin, nous soulignons que tous les connecteurs et composants ont été disposés de manière modulaire en fonction de la phase d'onduleur qu'ils correspondent, ce qui a beaucoup simplifié les phases de conception, de câblage et de vérification.



a. Carte d'interface « driver »



b. Carte d'interface centrale

Figure 3-33. Photographies des cartes d'interface

c. Implémentation des lois et environnement logiciel

Le choix de la plate-forme NI CRIO a imposé l'utilisation du langage graphique Labview, développé également par la société NI, comme l'environnement de programmation pour l'implémentation des contrôleurs dans notre système de commande. Afin de construire l'architecture logicielle de notre stratégie de commande, stipulée sur la figure 3-11, nous devons nous soumettre aux caractéristiques dynamiques des équipements de commande et aux particularités d'utilisation du logiciel Labview.

- Implémentation de l'architecture de commande

Il existe une corrélation entre l'environnement logiciel de Labview et l'environnement machine de la plate-forme CRIO. En effet, la structure de la centrale CRIO est basée sur deux modules, RT (Real-Time) et FPGA (Field Programmable Gate Array), qui ont des dynamiques et fonctionnalités très différentes.

Dans le cas du module RT, le cadencement minimal est limité à 1ms. Il propose des capacités de calcul puissantes et permet de visualiser avec précision l'évolution des grandeurs à traiter. En revanche, dans le cas du FPGA, le cadencement minimal peut aller jusqu'à 1 μ s, mais il ne permet pas d'opérations complexes ni d'affichage dynamique. Néanmoins, le FPGA embarqué dans CRIO a une fréquence de 40MHz, de très nombreuses opérations peuvent alors être implémentées à ce niveau.

Par ailleurs, pour implémenter le programme créé dans la machine, le temps de compilation dans RT est inférieur à 1 une minute, tandis que ce temps peut atteindre 4 heures si toutes les ressources FPGA du CRIO sont mobilisées. Cette donnée est capitale pour la conception de l'architecture logicielle de commande, car, pour mener des essais, nous sommes souvent amenés à modifier les paramètres des contrôleurs, les temps de développement et de compilation sont donc très précieux.

Ainsi, en fonction de la dynamique de chaque partie, le diagramme de blocs de l'architecture logicielle de commande est illustré par la figure 3-34. La raison principale de cette structure repose sur la dynamique caractéristique de chaque partie. Il est d'abord évident que les protections contre la surtension des condensateurs flottants et contre le dysfonctionnement des drivers via le signal « défaut » doivent être quasi-continues. Comme nous souhaitons avoir une fréquence de découpage à 1kHz dans chaque SM, la comparaison entre les signaux triangulaires et les références doit se faire aussi dans le module FPGA.

Concernant les transformations mathématiques des grandeurs mesurées, bien que leur dynamique soit relativement lente, équivalent à la période de sortie d'environ 20ms, avec seulement 1ms, le cadencement minimal du module RT, comme unité d'échantillonnage, la résolution des mesures serait bien trop médiocre pour un résultat de contrôle optimal. De plus, à part les contrôleurs PI, toutes les autres parties peuvent être figées tout au long de nos essais. Cela fournit donc une grande souplesse et réactivité pour adapter notre programme aux stratégies de commande et aux modifications de la charge.

Enfin, tous les blocs présentés sur la figure 3-34 sont traduits et programmés sous Labview, tout en respectant les formulations mathématiques établies dans les sections A et B.

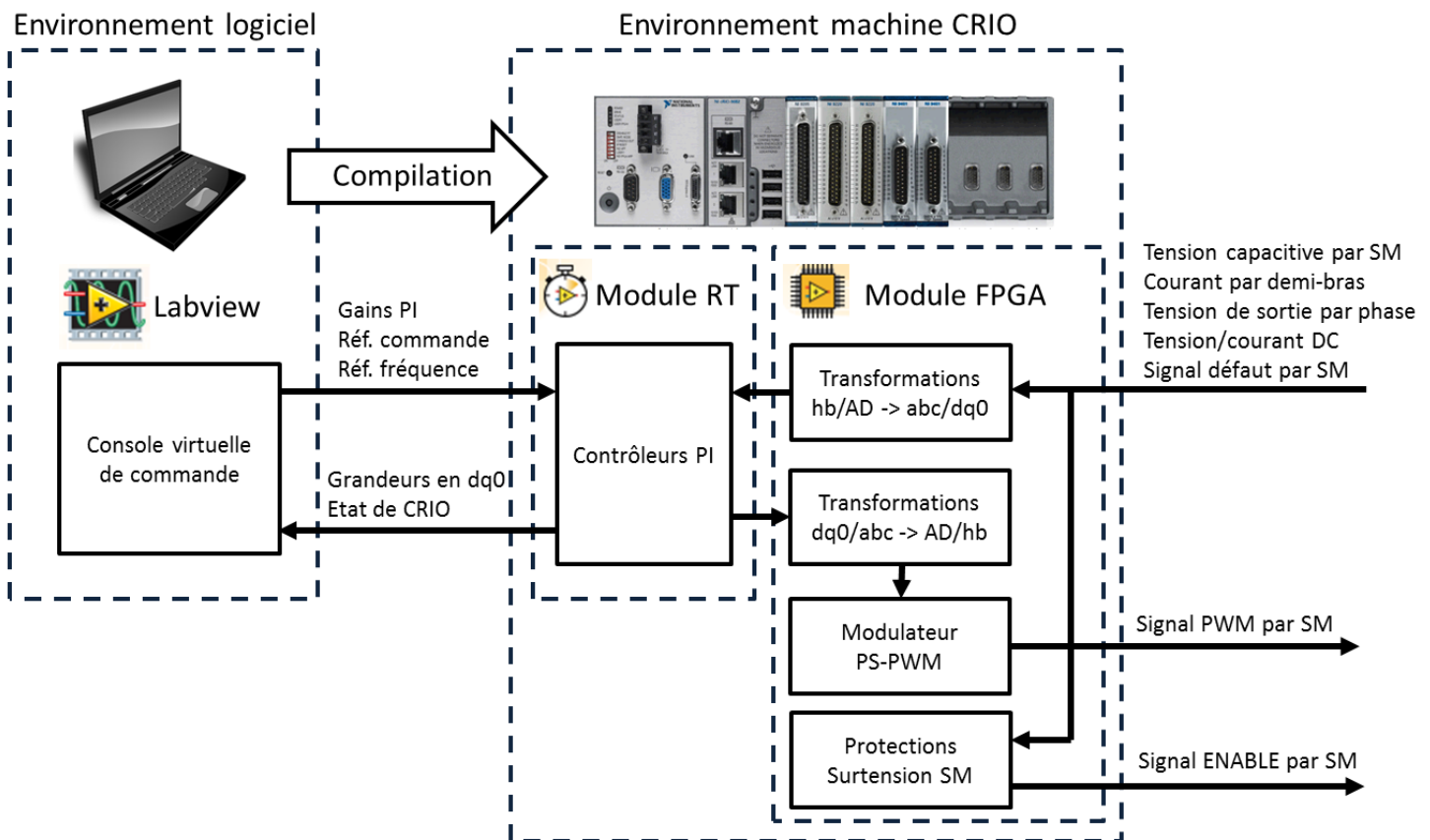


Figure 3-34. Synoptique de l'architecture logicielle de commande

- Configuration de la centrale de commande

En employant une plateforme CRIO, nous sommes aussi amenés à choisir des modules d'entrée et de sortie sur le châssis du CRIO. Par rapport à l'architecture de commande, nous comptons donc par phase, en sortie 4 signaux « PWM » et 4 signaux « ENABLE », et en entrée 4 signaux « défaut », 4 mesures de tension capacitive, 2 mesures de courant interne, 1 mesure de tension et 1 mesure de courant en AC. Soit, au final, par phase il faut 8 voies en sortie et 12 voies en entrée au minimum. Par conséquent, nous avons choisi le module C9401 avec 8 voies numériques à 100ns pour la sortie en intégrant un CNA (Convertisseur Numérique-Analogique) et le module C9220 avec 16 voies analogiques à 16 bit et à 10ms la période d'échantillonnage pour l'entrée.

Comme dans le module FPGA, le cadencement minimal est à $1\mu s$, mais pour les différentes actions, nous imposons des temporisations bien différentes pour une plus grande efficacité et en raison des contraintes techniques. D'abord l'échantillonnage et les transformations des grandeurs sont cadencés à 10ms, du fait de la période d'échantillonnage du module d'entrée. Quant au modulateur et aux protections, nous avons imposé une temporisation de $1\mu s$ pour être en quasi-continuité. Alors que, pour les contrôleurs PI dans le module RT, la temporisation est réglée à 1ms afin d'être au maximum de la capacité de la machine.

La figure 3-35 illustre la console virtuelle de commande réalisée sur le PC hôte. Elle constitue l'interface homme-machine de notre système et elle est composée de deux parties. Dans une partie, nous insérons les consignes de courant de sortie dans le repère de Park et la fréquence de sortie, ainsi que les gains des contrôleurs associés. Dans l'autre partie, l'évolution des grandeurs mesurées est suivie dans le repère de Park, de même que l'état de fonctionnement du CRIO et les états des signaux en sorties.

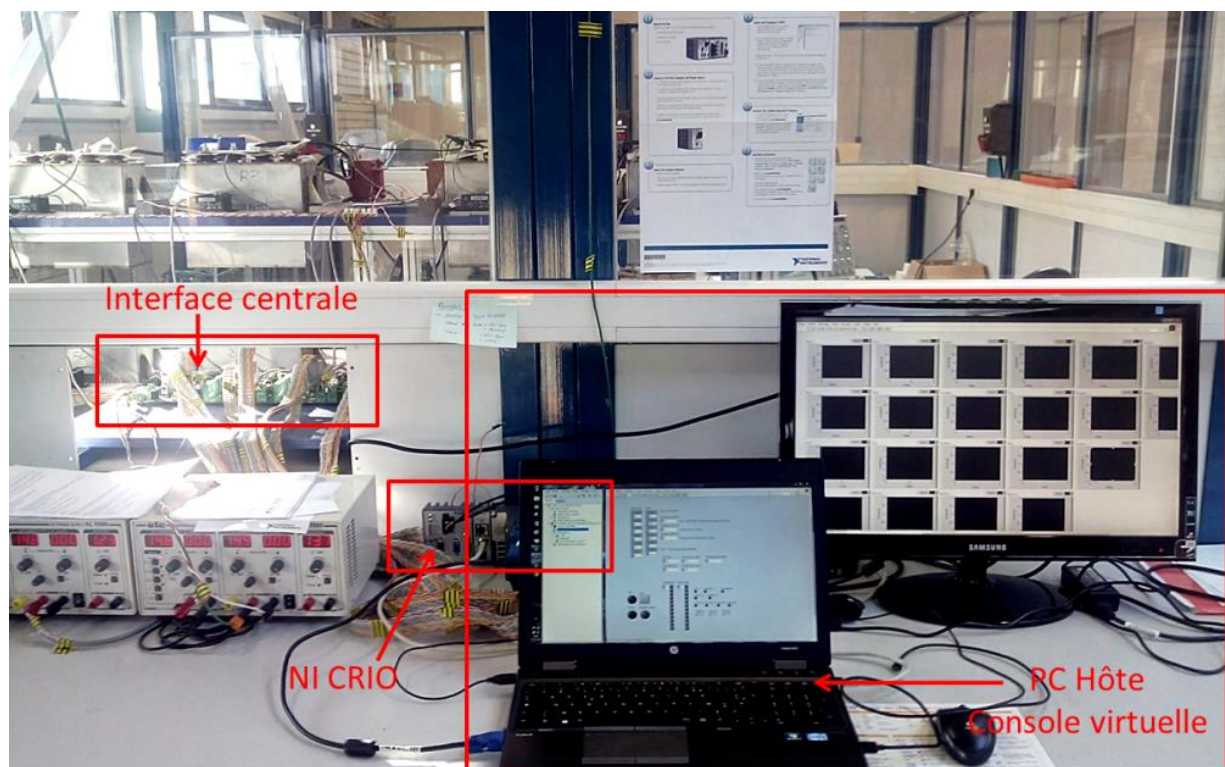


Figure 3-35. Diagramme de blocs sur l'architecture logicielle de commande

III.C.2. Résultats expérimentaux et discussion

Compte tenu de la charge et de l'alimentation que nous disposons, il est évident que nous ne pouvons pas effectuer des essais au même point de fonctionnement que dans les simulations (voir III.B.3). Par conséquent, dans le cas de la charge RL, comme la puissance nominale de la résistance est de 900W, le courant de sortie doit rester en-dessous de 6A, tandis que dans le cas de la charge L, comme l'impédance du système diminue en fonction de la fréquence, nous nous limitons à 25Hz.

a. Validation du contrôleur de dynamique externe

Afin de montrer la performance du contrôleur de dynamique externe, nous avons effectué des essais à la fois avec des charge RL et L (figure 3-36).

La tension du Bus DC est réglée à 120V, et sur la console virtuelle, la référence est prise avec $I_{A,d} = 1A$ et $I_{A,q} = 0A$ pour obtenir en sortie un courant d'une amplitude de 1A. L'onduleur MMC à 3 niveaux reste bien stable et atteint le régime établi. Nous visualisons en sortie la tension composée et le courant de sortie avec les deux types de charge (figure 3-36.a et b). L'amplitude du courant est bien régulée, le contrôleur de dynamique externe est donc validé.

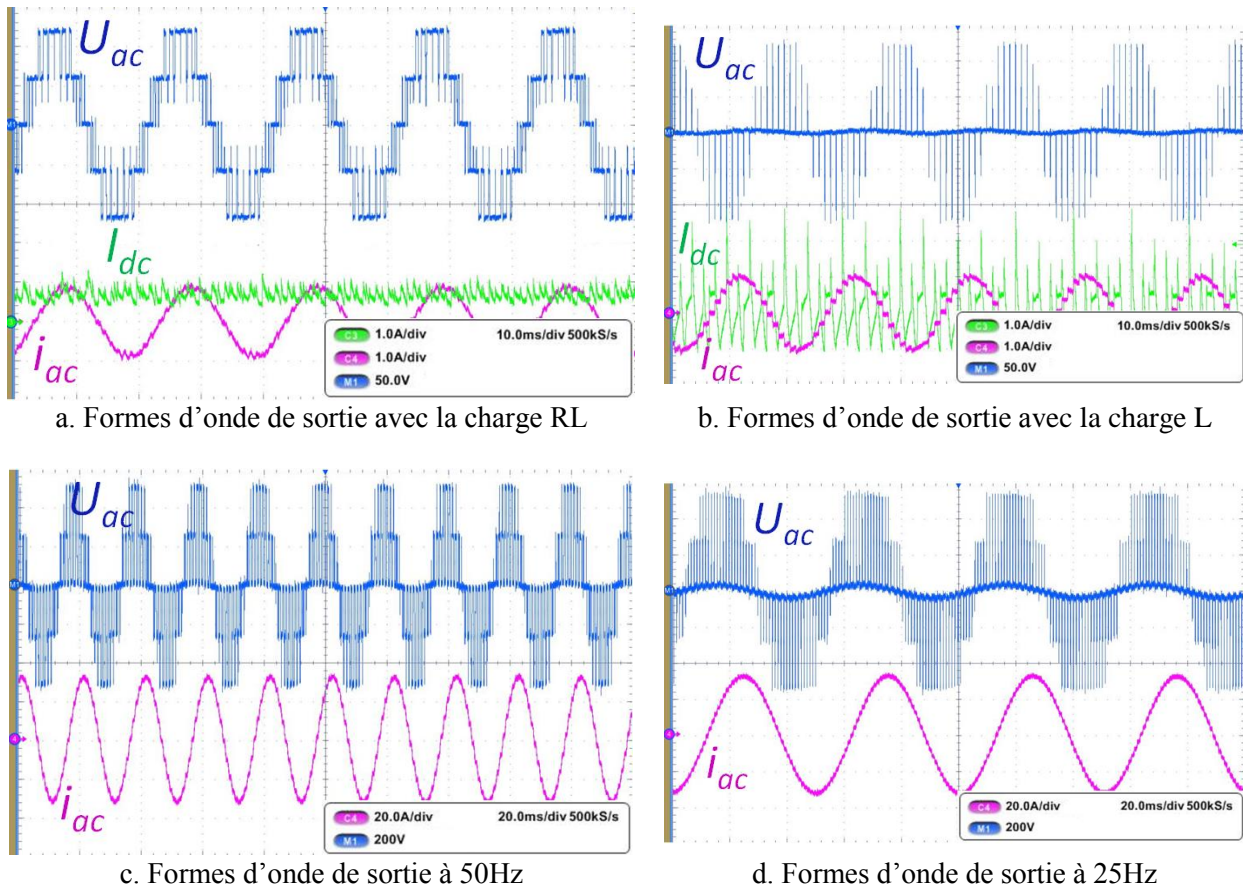


Figure 3-36. Formes d'onde en sortie en fonction du type de charge

Par ailleurs, nous distinguons aussi que, dans le cas de la charge RL, le courant du bus DC a une très faible composante continue. En effet, le courant dans le bus est toujours alternatif avec une composante continue plus ou moins importante en fonction de la puissance transistée. Par ailleurs, comme la charge inductive ne consomme pas de puissance active, la forme de la tension composée en sortie présente une forme hachée. Dans la suite, afin de pouvoir augmenter l'amplitude du courant de sortie, nous allons uniquement utiliser la charge L.

Nous visualisons le résultat d'essai du contrôleur I_A avec une référence de 40A à 50Hz et à 25Hz (figure 3-36.c et d). L'amplitude du courant est bien régulée avec les deux fréquences, et la forme de tension composée reste inchangée, le changement de fréquence n'a donc pas d'impact sur la sortie régulée.

b. Validation des contrôleurs de dynamique interne

Dans cette section, nous allons vérifier le bon fonctionnement des contrôleurs de dynamique interne. Pour cela, une référence de 40A est envoyée suivant l'axe d et 0A suivant l'axe q, en présence d'une tension DC à 500V. A 50Hz, les simulations sont illustrées sur la figure 3-37.

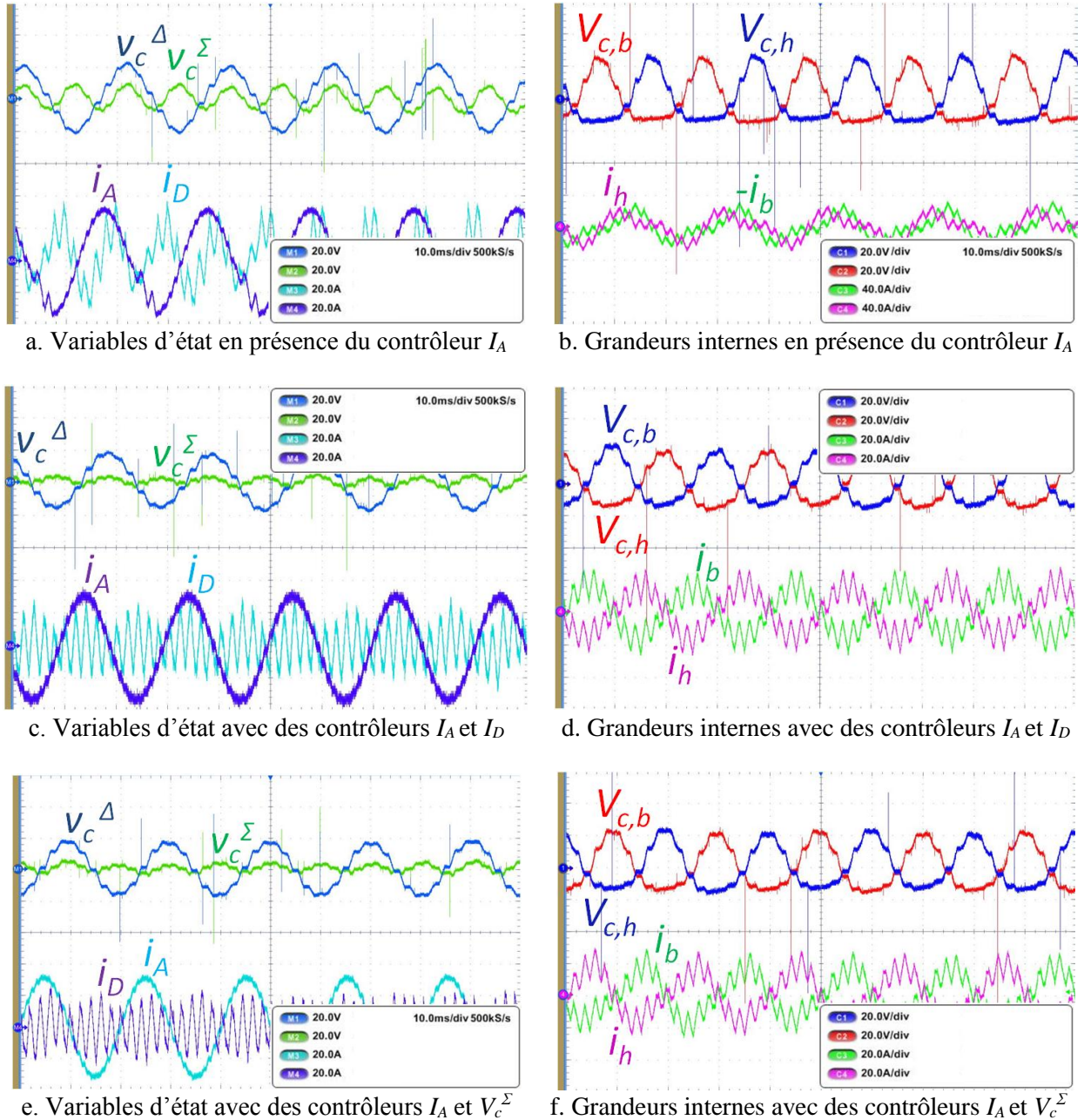


Figure 3-37. Formes d'onde internes d'un bras d'onduleur MMC pour des contrôleurs à 50Hz

Sans les contrôleurs de dynamique interne, l'ondulation du courant de circulation I_D et de la somme des tensions capacitatives V_c^Σ est bien visible (figure 3-37.a), ce qui se traduit par des formes non sinusoïdales dans la forme d'onde des grandeurs internes (figure 3-37.b). Ainsi, sous l'effet des contrôleurs de dynamique interne, l'onduleur MMC à 3 niveaux atteint bien le régime établi et il semble que l'ondulation d'harmonique 2 du courant de circulation et de la somme des tensions capacitatives est éliminée (figure 3-37.c et e), malgré une ondulation à haute fréquence provoquée par le découpage des interrupteurs mis en série.

Par ailleurs, l'amplitude de cette dernière est définie par la valeur de l'inductance de liaison choisie. En conséquence, l'amplitude des grandeurs internes d'un bras d'onduleur se trouve réduite et leur forme se rapproche plus d'un sinus (figure 3-37.d et f). Les lois de commande proposées sont donc validées à 50Hz.

Néanmoins, l'effet bénéfique des contrôleurs de dynamique interne n'est pas aussi évident que celui que nous souhaitions montrer à travers l'expérience. En effet, d'une part, lors de la phase de dimensionnement la valeur des condensateurs flottants a été choisie à 3mF, cela correspond à une configuration relativement optimale, et d'autre part, le point de fonctionnement de l'essai est assez loin de l'opération nominale (150A en sortie et 2400V en entrée), du fait de la limitation de l'alimentation du bus DC. Par la suite, afin de mettre en évidence l'effet de ces contrôleurs, nous nous plaçons à 25Hz avec les mêmes paramétrages.

A 25Hz, l'onduleur MMC avec les contrôleurs proposés fonctionnent toujours correctement, le régime établi et la référence étant bien atteints. Sans contrôleur de dynamique interne, l'amplitude de l'ondulation de la somme et de la différence des tensions capacitatives est multipliée par 2 (figure 3-38.a) par rapport à 50Hz (figure 3-37.a), alors que celle du courant de circulation est restée au même niveau. Dans ce cas, il semble alors qu'il soit préférable de choisir le contrôleur de la somme des tensions capacitatives.

Avec les contrôleurs de dynamique interne, la forme d'onde des courants internes et des tensions capacitatives d'un demi-bras ressemble plus à une ondulation fondamentale. En particulier, l'allure des tensions capacitatives s'approche plus de celle de la différence des tensions capacitatives (figure 3-37.b, d et f). Néanmoins, quelques différences entre les effets des deux contrôleurs méritent d'être soulignées. Avec le contrôleur I_D , l'harmonique 2 du courant de circulation est en effet éliminé, alors que des ondulations persistent dans la somme des tensions capacitatives. En revanche, avec le contrôleur V_c^Σ , l'harmonique 2 de la somme des tensions capacitatives est éliminé, hormis l'ondulation d'autres harmoniques, mais de l'ondulation est observée dans le courant de circulation.

En conclusion, les résultats des essais confirment la conclusion des résultats de simulation, tous les contrôleurs permettent à l'onduleur MMC d'atteindre un régime stable et régulent correctement les dynamiques externe et interne. Malgré une performance équivalente, les deux contrôleurs de dynamique interne se distinguent par leur effet réducteur sur les grandeurs régulées. En basse fréquence, bien que ces contrôleurs fonctionnent correctement, l'ondulation prédominante dans les tensions capacitatives est principalement due à l'ondulation fondamentale. Or, cette dernière est directement liée à l'amplitude du courant de sortie débité dans la charge, ce qui est donc une contrainte extérieure. Par conséquent, la stratégie de commande en très basse fréquence doit agir autrement.

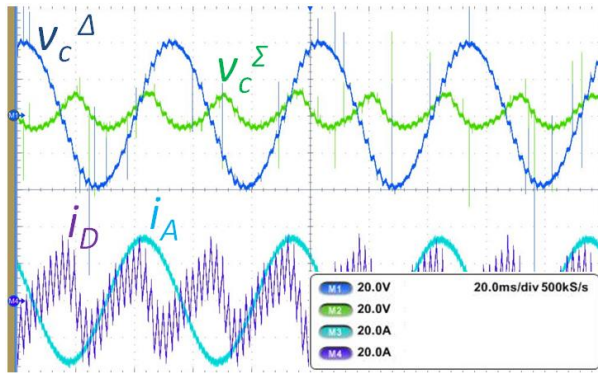
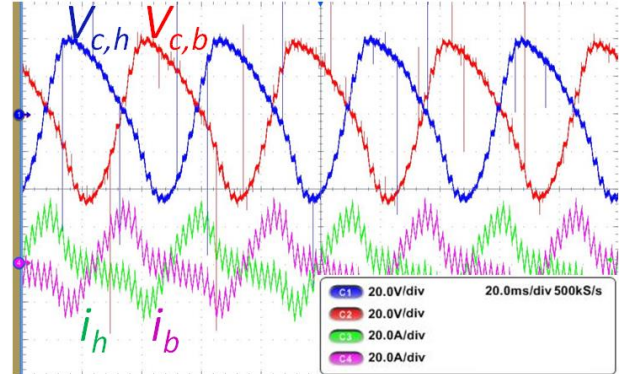
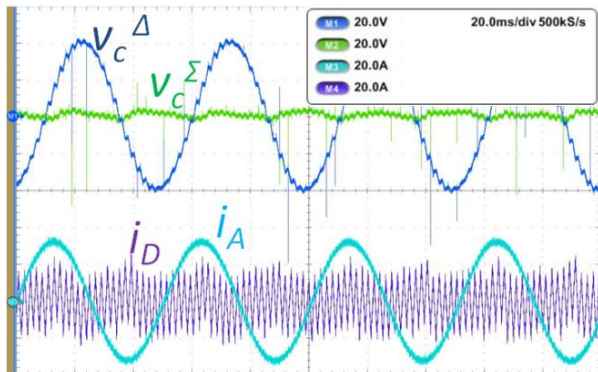
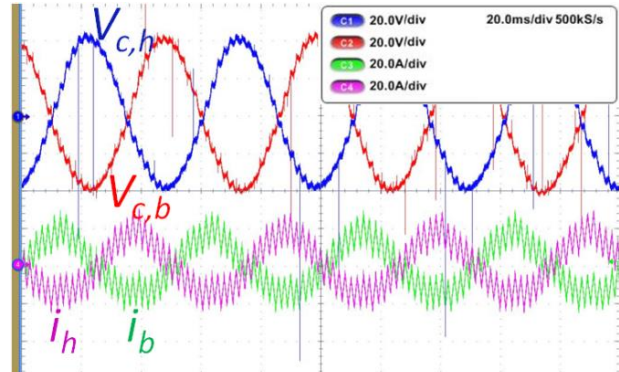
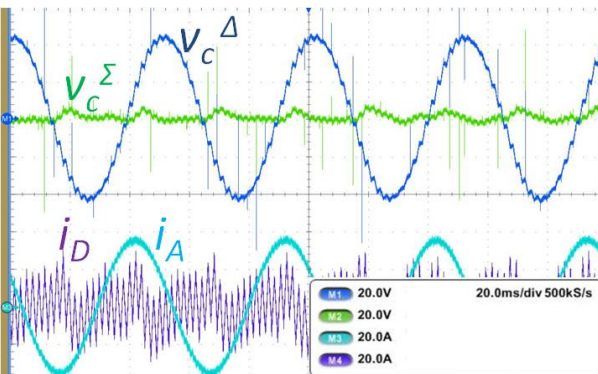
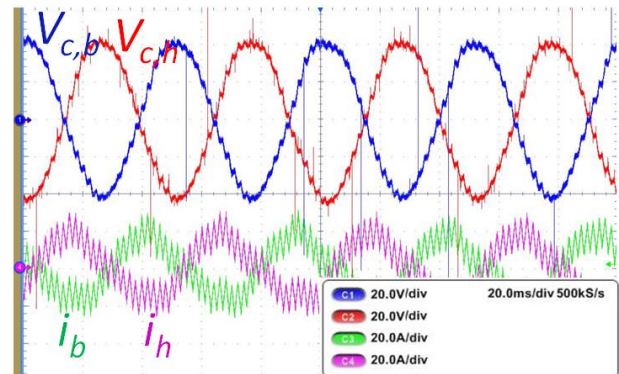
a. Variables d'état en présence du contrôleur I_A b. Grandeurs internes en présence du contrôleur I_A c. Variables d'état avec des contrôleurs I_A et I_D d. Grandeurs internes avec des contrôleurs I_A et I_D e. Variables d'état avec des contrôleurs I_A et $V_c^Σ$ f. Grandeurs internes avec des contrôleurs I_A et $V_c^Σ$

Figure 3-38. Formes d'onde en sortie en fonction du type de charge

Conclusion du chapitre III

A travers ce chapitre, un modèle dynamique découplé de la topologie MMC a été proposé. Par rapport au modèle moyen existant, il traduit avec plus de fidélité le mécanisme de fonctionnement d'un sous-module dans un convertisseur modulaire multiniveaux. En outre, ce modèle permet d'explicitier analytiquement la variation dynamique des grandeurs internes d'un bras d'onduleur, afin de déterminer la prédominance de certains harmoniques pour les opérations en fréquence variable. Ainsi, avec un développement limité à l'harmonique 2, un modèle global triphasé a pu être établi. Ce dernier présente plusieurs avantages par rapport aux modèles antérieurs décrits dans la littérature. D'abord, il s'agit d'un modèle linéaire et indépendant du temps, ce qui permet d'élaborer des lois de commande découplées directement à partir du modèle global. Puis, dans ce modèle, la fréquence est un paramètre variable, ce qui correspond bien à l'application en variation de vitesse. Enfin, grâce à la théorie de la représentation d'état, la commandabilité du système est démontrée, nous pouvons dès lors parler de stratégies de commande.

A partir d'un modèle simplifié du modèle global, les contrôleurs « classiques » des courants de sortie et de circulation sont retrouvés et vérifiés, ce qui correspond respectivement à la régulation des dynamiques externe et interne à l'onduleur MMC. Contrairement aux méthodes conventionnelles, basées sur le modèle énergétique, un contrôle direct sur l'ondulation des tensions aux bornes des condensateurs a été proposé, à l'aide de la boucle de contrôle du courant de circulation. D'une part, la nouvelle méthode n'introduit pas de forme quadratique en tension, ce qui simplifie la chaîne de calcul et rend le système de commande plus précis. D'autre part, il est à la fois possible de réguler l'ondulation fondamentale et l'harmonique 2 des tensions capacitatives. Dans certaines applications, cela pourrait avoir des effets très intéressants. Mais, dans le cas du variateur de vitesse, seule la réduction de l'harmonique 2 profite au système.

Grâce aux simulations et aux essais expérimentaux, la validité et les effets des différents contrôleurs ont pu être vérifiés et démontrés. Néanmoins, la performance des contrôleurs de dynamique interne est fortement impactée par la gamme de fréquence en sortie. En effet, autour de la fréquence nominale, les contrôleurs de dynamique interne permettent de réduire l'harmonique 2 à la fois dans le courant de circulation et les tensions capacitatives. Il devient alors possible de diminuer la capacité embarquée dans le système, ce qui permet de réduire le coût et le poids d'un variateur basé sur la topologie MMC. Cependant, en basse fréquence voire en très basse fréquence, l'amplitude des tensions capacitatives est principalement due à l'ondulation principale, inversement proportionnelle à la fréquence de sortie, que nous ne disposons pas de moyen de réduction avec la présente méthode. C'est ainsi qu'une autre méthode de commande a été proposée et testée à travers les essais, un dépôt de brevet est en cours, la méthode employée ne sera donc pas décrite dans ce mémoire pour des raisons de confidentialité.

Références du chapitre III

- [AKA2] H. Akagi, *New Trends in Medium-Voltage Power Converters and Motor Drives*, IEEE Industrial Electronics (ISIE), ISBN 978-1-4244-9311-1, page 5-14, 27-30 June 2011.
- [AKA3] M. Hagiwara and H. Akagi, *Control and Experiment of PWM Modular Multilevel Converters*, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 24 no 7, pp. 1737-1746, July 2009.
- [AKA4] M. Hagiwara, I. Hasegawa, H. Akagi, *Startup and low-speed operation of an adjustable-speed motor driven by a modular multilevel cascaded inverter (MMCI)*, in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., pp.718-726, 2010.
- [ANT1] A. Antonopoulos, L. Angquist, and H. P. Nee, *On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter*, in Conf. Rec. EPE, Barcelona, pp. 1–10, 2009.
- [ANT2] L. Angquist, A. Antonopoulos, D. Siemazko, K. Ilves, M. Vasiladiotis and H-P. Nee, *Open loop control of modular multilevel converters using estimation of stored energy*, IEEE Trans. Ind. Appl., vol.47, no.6, pp.2516-2524, Nov./Dec. 2011.
- [AVX] AVX, *High Power Capacitors For Power Electronics*, Trafim products, Catalogue, www.avx.com, version 9.5
- [BER1] G. Bergna, E. Berne, P. Egrot, P. Lefranc, A. Arzandé, M. Molinas and J-C. Vannier, *An energy-based controller for HVDC modular multilevel converter in decoupled double synchronous reference frame for voltage oscillation reduction*, IEEE Trans. Ind. Electron. pp.0278-0046. 2012.
- [CHAD] M. Chadli, *Commande de systèmes linaires*, ESIEE, Amiens, 14GSP-14GSE, Ver. Oct. 2006.
- [CHEN] K. Chen, A. Bouscayrol, A. Berthon, P. Delarue, D. Hissel, R. Trigui, *Global modeling of different vehicles, using Energetic Macroscopic Representation to focus on system functions and system energy properties*, IEEE Vehicular Technology Magazine, vol. 4, no. 2, pp. 80-89, June 2009.
- [CON2] CONCEPT, *Application with SCALE – 2 Gate Driver Cores*, Application note, AN-1101, www.IGBT-Driver.com, CT-Concept Technologie GmbH, Switzerland, version 2.0, 20th Sept. 2013.
- [FERR] J.A. Ferreira, *The Multilevel Modular DC Converter*, IEEE Trans. On Power Electronics, vol.28, no.10, Oct. 2013.
- [JACO] B. Jacobson et al, *HVDC with voltage source converters and extruded cables for up to 300kV and 1000MW*, B4-105, Cigré 2006.
- [KOL1] J. Kolb, F. Kammerer and M. Braun, *A novel control scheme for low frequency operation of the modular multilevel converter*, PCIM Europe 2011, Nuremberg, Germany, 17-19 May 2011.
- [KOL2] J. Kolb, F. Kammerer and M. Braun, *Dimensioning and design of a modular multilevel converter for drive applications*, 15th EPE-PEMC 2012 ECCE Europe, Novi Sad, Serbia. 4-7, Sep. 2012.

- [KONS] G.S. Konstantinou, V.G. Agelidis, *Performance evaluation of half-bridge cascaded multilevel converters operated with multicarrier sinusoidal PWM techniques*, Industrial Electronics and Applications (ICIEA), the 5th IEEE Conference on, pp.1220-1224, 15-17 June 2010.
- [KORN] A.-J.Korn, M.Winkelkemper, P.Steimer, *Low Output Frequency Operation of the Modular Multi-Level Converter*, ECCE 2010, Atlanta, Georgia, September 2010.
- [LES1] P. Lesnicar, R. Marquardt, J. Hildinger, *Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendung bei hohen Spannungen*, A. bei Elektronikhausfällen, and A. an verschiedene Leistungen, 2002.
- [LES2] A.Lesnicar, R.Marquardt, *An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range*, Proc. IEEE Bologna Power Tech, Bologna, 2003.
- [RUF1] N. Cherix, M. Vasiladiotis, A.Rufer, *Functional Modeling and Energetic Macroscopic Representation of Modular Multilevel Converters*, 15th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe, Novi Sad, Serbia, 2012.
- [RUF2] N.Cherix, A.Rufer, *Dimensionnement formel des inductances de branches des convertisseurs modulaires multiniveaux (MMC)*, EPF 2012, Bordeaux, France, 5-7 juillet 2012.
- [RUF3] M. Vasiladiotis, N. Cherix, A. Rufer, *Accurate Voltage Ripple Estimation and Decoupled Current Control for Modular Multilevel Converters*, 15th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe, Novi Sad, Serbia, 2012.
- [SAMI] S. Samimi, F. Gruson, P. Delarue, X. Guillaud, F. Colas, *Représentation Energétique Macroscopique et Diagramme PQ des convertisseurs Modulaires Multiniveaux*, Symposium de Génie Electrique (SGE 14), ENS Cachan, France, 8-10 Juillet 2014.
- [SPIC] M.Spichartz, A.Steimele, *Analysis of the Module-Voltage Fluctuations of the Modular Multilevel Converter at Variable Speed Drive Applications*, 13th international conference OPTIM, pp.751-758, 24-26 May 2012.
- [TIMO] A. Timofejevs, D. Gamboa, *Control of MMC in HVDC Applications*, Master thesis, Aalborg University, Department of Energy Technology, Denmark, 2013.
- [WILL] A. Willwerth, H. William Oh, *Shaft Grounding – A Solution to Motor Bearing Currents*, ASHRAE Trans. vol.114, part 2, SL-08-025, 2008.
- [ZHEN] X. Zheng, Z. Jing, *Circulating current suppressing controller in modular multilevel converter*, IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 7-10. pp. 3198 – 3202, Nov 2010.

Conclusion Générale

Ces dernières années, les travaux sur les convertisseurs modulaires multiniveaux, notamment dans le cadre de l'application de transport d'énergie en HVDC, ont suscité un engouement croissant aussi bien au niveau académique qu'au niveau industriel, en raison des multiples avantages que cette structure peut comporter. En revanche, pour l'application variateur de vitesse en moyenne tension, des difficultés technologiques inhérentes au fonctionnement de cette structure et aux contraintes impliquées par l'opération en basse fréquence ont limité son industrialisation.

Comparée aux autres types de structures, la topologie du convertisseur modulaire multiniveaux, n'étant pas limité par le nombre de niveaux, peut comporter un grand nombre de niveaux pour une tension d'entrée donnée, ce qui d'une part autorise l'utilisation de composants semi-conducteurs à faible tenue en tension, et d'autre part permet une amélioration de la qualité des signaux générés. Par conséquent, comme les composants actifs basse tension présentent un meilleur comportement dynamique et un excellent rapport qualité/prix, il est alors possible de concevoir des systèmes de conversion avec un bon rendement sans être excessivement onéreux. De plus, lorsqu'un convertisseur est capable de fournir une forme d'onde avec un grand nombre de niveaux, la présence des dispositifs de filtrage passif n'est plus nécessaire.

De plus, l'utilisation d'un grand nombre de condensateurs flottants dans cette structure permet de s'affranchir à la fois des condensateurs du bus continu, ayant une tenue de tension plus importante, et d'un transformateur de tension à l'entrée du variateur, afin d'adapter la tension du réseau moyenne tension au calibre en tension des semi-conducteurs. Pour les applications de forte puissance, ces composants sont souvent volumineux, très coûteux et sources de perte d'énergie. Par ailleurs, grâce au caractère modulaire et répétitif de cette topologie, les phases de conception et de fabrication d'un tel variateur de vitesse sont relativement simplifiées, car presque tout l'effort de dimensionnement est apporté et concentré sur le sous-module, brique élémentaire de cette structure et constitué par l'association d'un module de puissance et d'un condensateur flottant de puissance. Il suffit ensuite de reproduire à l'identique l'échantillon réalisé. Aussi, il a été décidé d'investiguer la faisabilité de cette topologie pour la variation de vitesse en moyenne tension.

Dans le cadre de l'étude prospective présentée dans ce mémoire, deux approches complémentaires ont été appliquées au variateur de vitesse basé sur la topologie modulaire multiniveaux, afin de souligner les contraintes critiques, tant au niveau des composants utilisés en termes de gestion thermique qu'au niveau systémique par rapport aux stratégies de commande.

A l'aide d'un modèle simple de courants circulant au travers de la topologie étudiée, la distribution asymétrique du courant interne au sein d'un tel système de conversion a été mise en lumière, entraînant une forte concentration de chaleur auprès d'un seul interrupteur présent dans le sous-module. Cela nécessite alors un moyen de refroidissement des composants semi-conducteurs plus efficace, à l'égard des technologies de modules de puissance conventionnels. A partir d'une technologie de packaging 3D, basée sur l'interconnexion par bumps, et avec une remise en cause de la disposition planaire des semi-conducteurs, une nouvelle architecture de module de puissance a été conçue et prototypée. Elle vise à avoir une dissipation thermique plus équilibrée et une meilleure résilience aux contraintes thermo-mécaniques. En effet, pour les opérations en basse fréquence, les interrupteurs fonctionnent en régime thermique instationnaire et présentent donc de fortes variations de température. Il n'est donc plus possible de compenser les effets thermomécaniques de chaque composant l'un par l'autre, comme en régime stationnaire et avec un positionnement planaire des puces.

La nouvelle architecture de module de puissance consiste à la fois à reporter les puces semi-conductrices sur les deux faces du module sans avoir de vis-à-vis, ce qui permet de procurer au refroidissement double-face du module un équilibrage global, et aussi à mutualiser une fonction

interrupteur pour une paire de puces en parallèle déposées séparément sur les deux faces. Cela permet ainsi de compenser à tout instant les effets thermomécaniques en présence de fortes variations de température. A travers des analyses expérimentales et par simulation, les intérêts et la faisabilité de ce nouveau design ont été vérifiés et approuvés. Au-delà du concept et du prototype proposés, ce travail de thèse pourra être complété par un certain nombre d'améliorations, comme par exemple, la réduction de l'inductance de boucle présente dans les connectiques et le remplacement des dissipateurs à eau par des dissipateurs à air. D'autres perspectives d'utilisation de ce concept méritent d'être évoquées comme notamment l'utilisation composants semi-conducteurs de puissance en SiC ou GaN.

D'un point de vu systémique, la stratégie de commande et le dimensionnement des condensateurs flottants de l'onduleur modulaire multiniveaux à fréquence variable sont deux aspects intimement liés. En effet, les condensateurs flottants sont le siège d'ondulations de tension de très forte amplitude, notamment pour les opérations en basse fréquence, car la durée du passage de courant à travers les condensateurs flottants est en fait celle de la modulation, et non pas celle de la commutation comme dans le cas des topologies classiques. Cela a pour effet de déstabiliser l'onduleur, voire de provoquer la destruction des composants en atteignant des niveaux de tension trop élevés. Ainsi, des contrôleurs judicieusement conçus permettent de réduire les ondulations indésirables, et a fortiori, d'embarquer des condensateurs de moindre valeur.

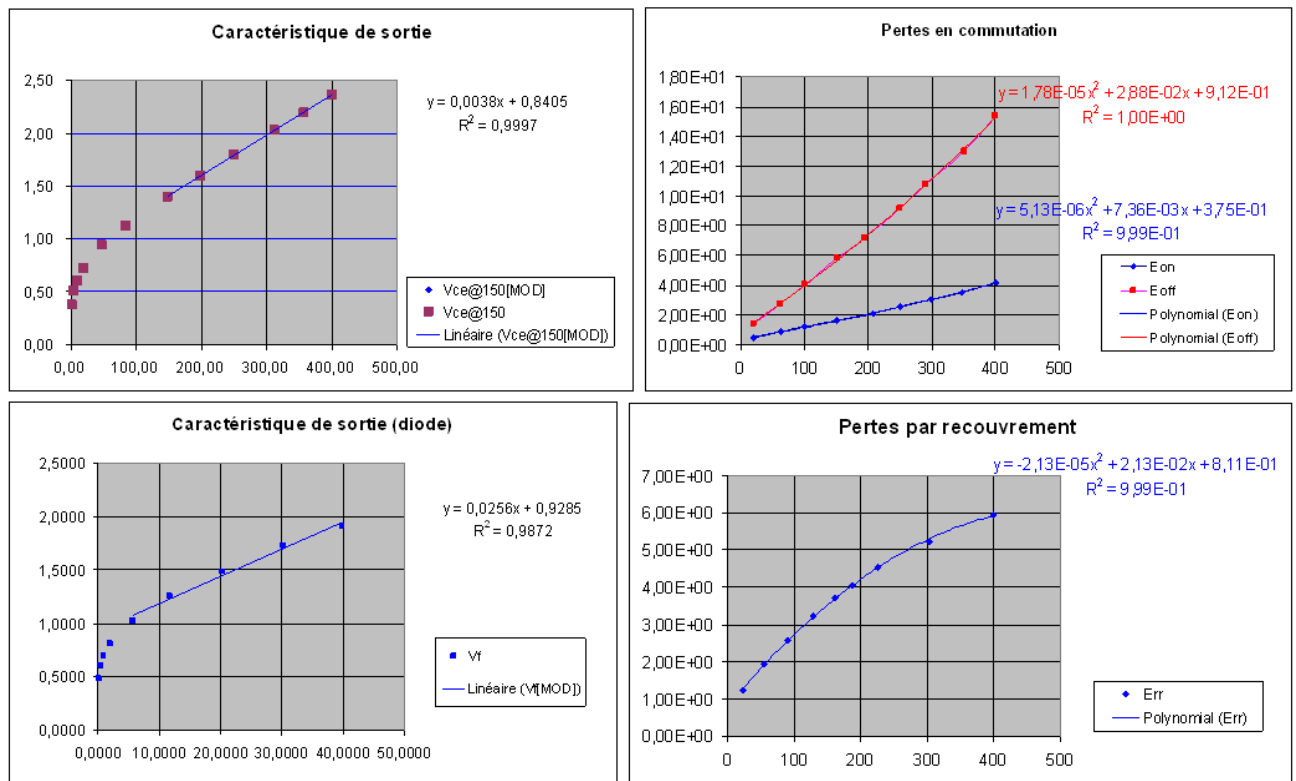
Afin d'avoir une compréhension approfondie sur les dynamiques régissant le convertisseur étudié, un modèle dynamique global basé sur la représentation d'état a été établi. Bien que cette représentation soit limitée à l'harmonique 2 des grandeurs caractéristiques, elle permet une fidèle interprétation du mécanisme de conversion sans passer par des modèles énergétiques bien plus complexes à exploiter, et de proposer des lois de commande montrant leur efficacité, en particulier autour de la fréquence nominale. Cela a été vérifié sur une maquette de puissance réalisée dans le cadre de cette thèse. Parallèlement, une autre stratégie de commande visant à limiter l'ondulation de tension aux bornes des condensateurs flottants pour les opérations à très basse fréquence a aussi été développée et vérifiée à travers les différents essais.

En guise d'élargissement, les travaux sur la stratégie de commande autour de la fréquence nominale, à l'aide de la théorie de la commande par retour d'état pour ce système multi-entrées et multi-sorties, pourront être poursuivies par l'élaboration de lois de contrôle découplantes, caractérisées par la diagonalité de la matrice d'état globale du système ainsi transformé. En outre, des observateurs classiques, basés sur la formulation théorique de la représentation d'état global du convertisseur, peuvent aussi être proposés afin de réduire le nombre de capteurs nécessaires. Enfin, en terme de dimensionnement des composants passifs, comme les condensateurs flottants et les inductances de liaison, il serait intéressant de revoir les règles de calcul à l'égard des critères énergétiques, dès lors une représentation globale est maintenant disponible et des conditions de stabilité tenant compte à la fois des lois de commande proposées et du paramétrage du convertisseur peuvent être établies.

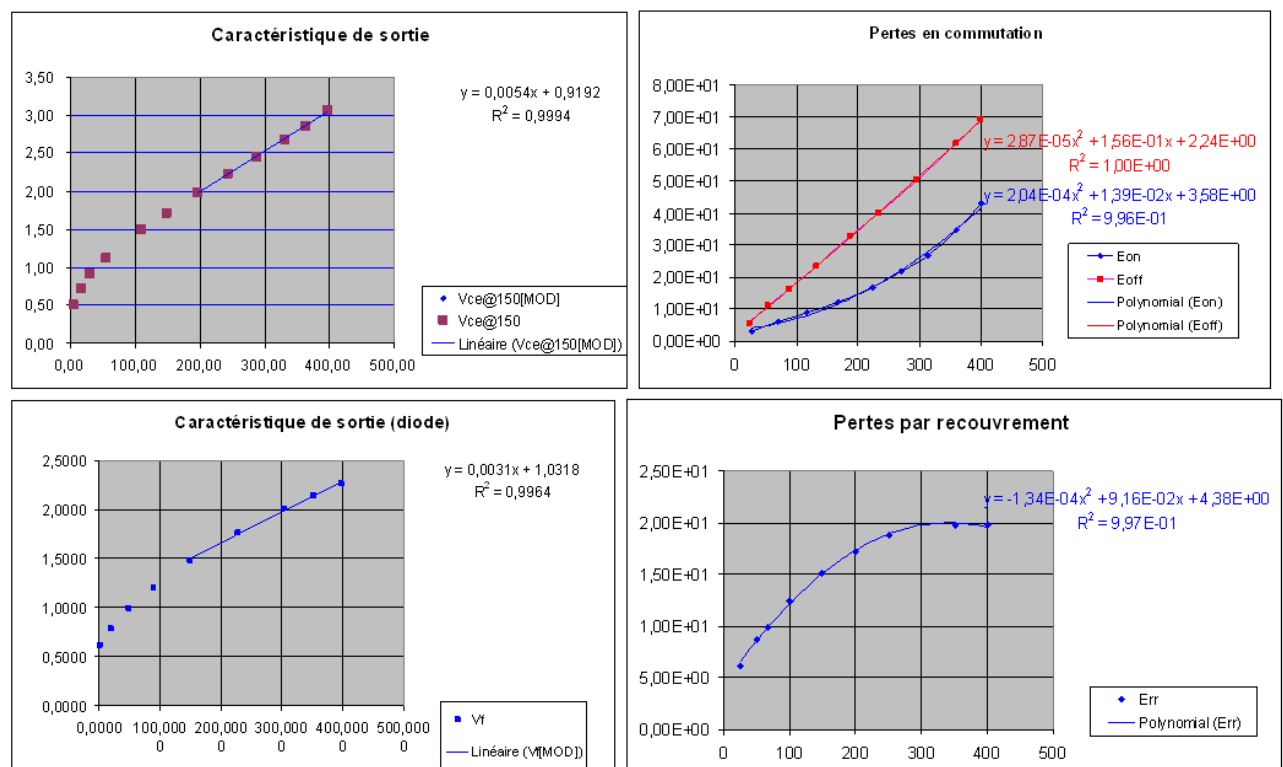
ANNEXE

Annexe 1 : Caractéristiques des IGBT3 choisis

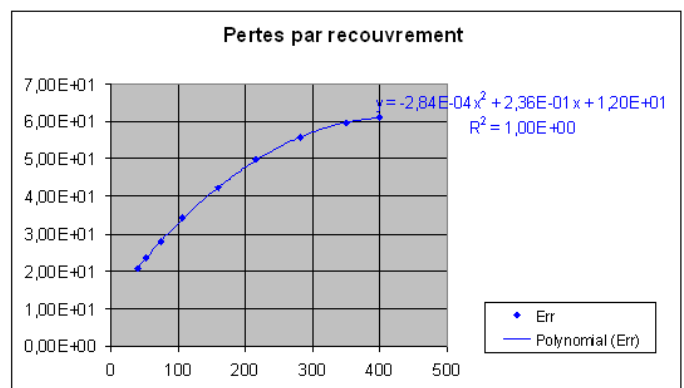
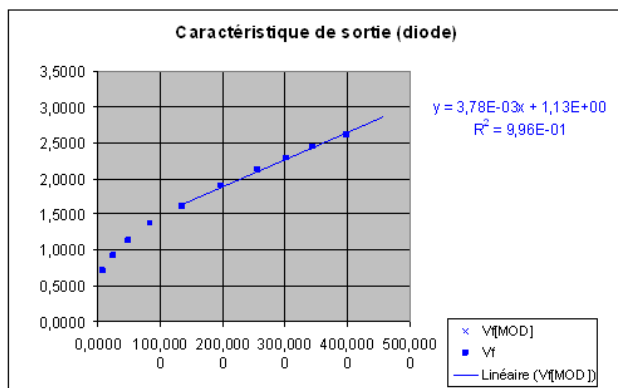
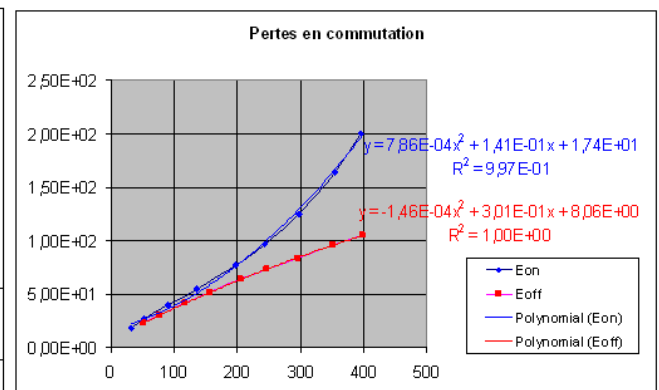
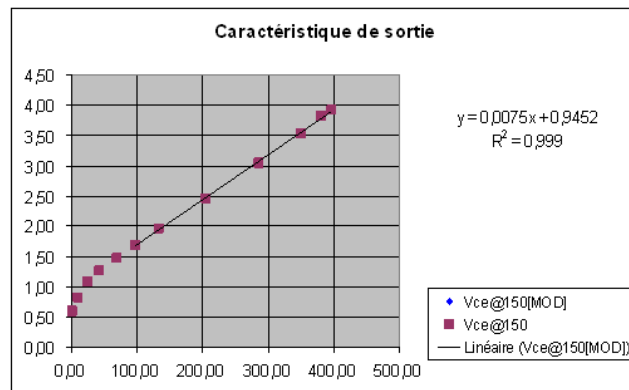
EUPEC 62mm-IGBT3-600V-200A - Référence constructeur [FF200R06YE3]



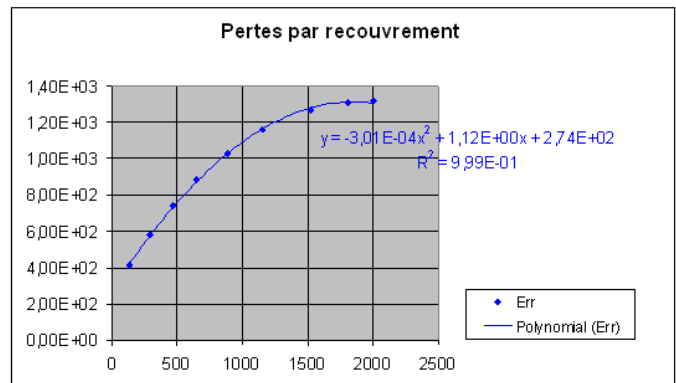
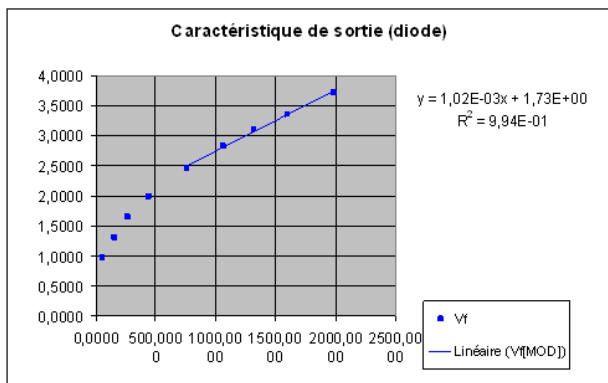
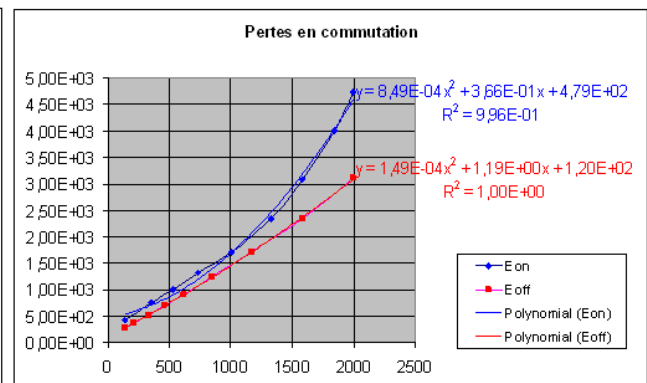
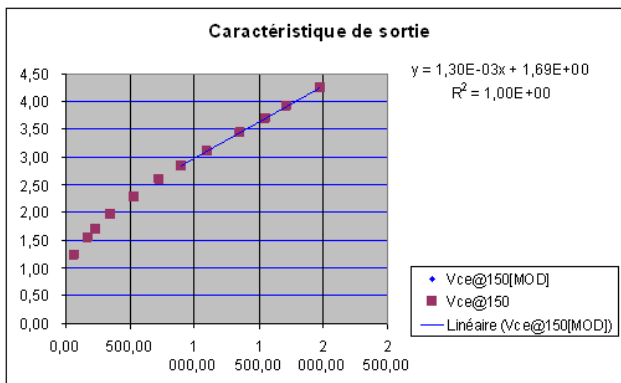
EUPEC 62mm-IGBT3-1200V-200A - Référence constructeur [FF200R12KE3]



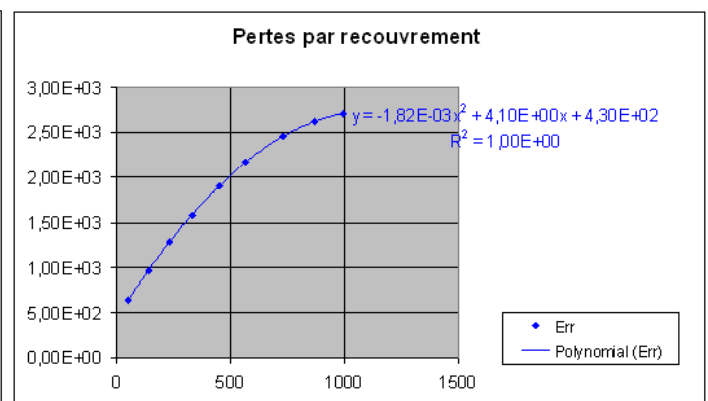
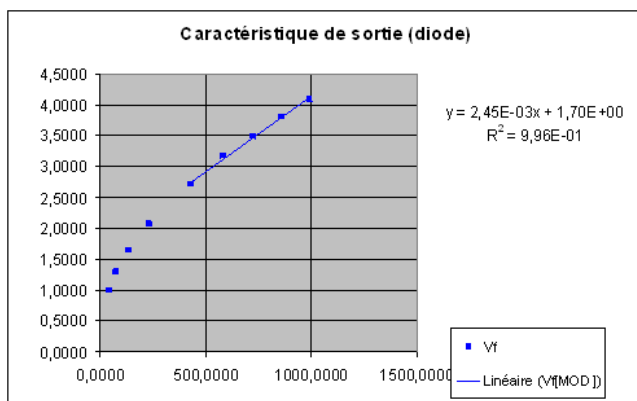
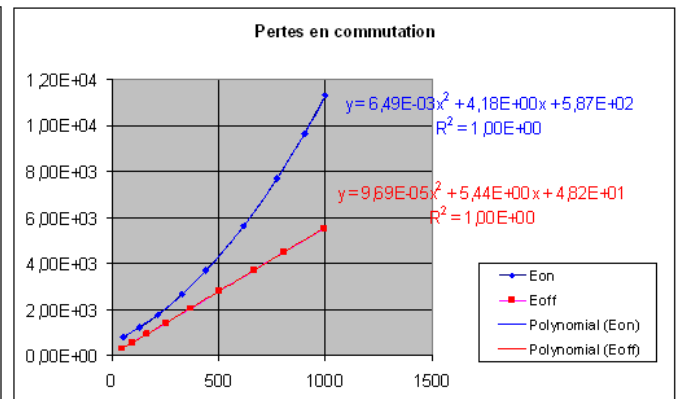
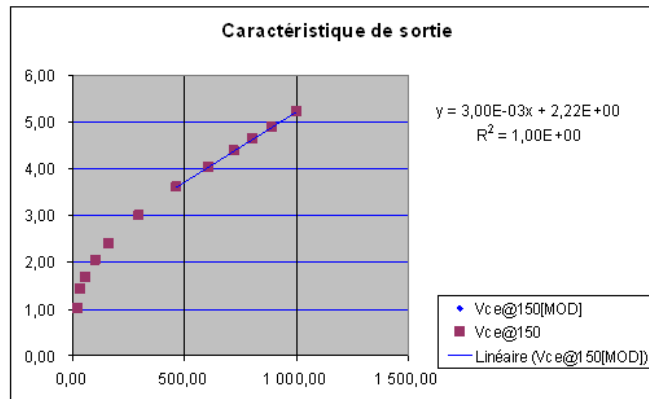
EUPEC 62mm-IGBT3-1700V-200A - Référence constructeur [FF200R17KE3]



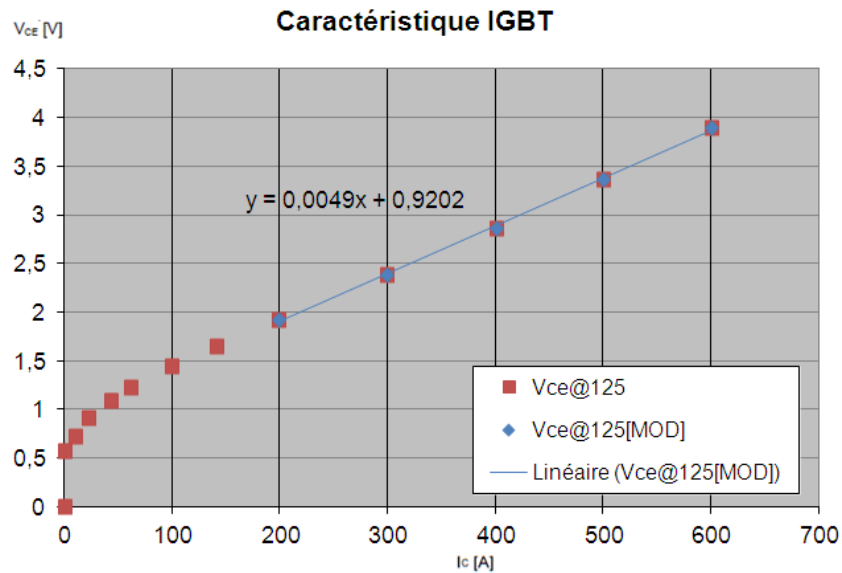
Infineon IHV190mm-IGBT3-3300V-1000A - Référence constructeur [FD1000R33HE3-K]



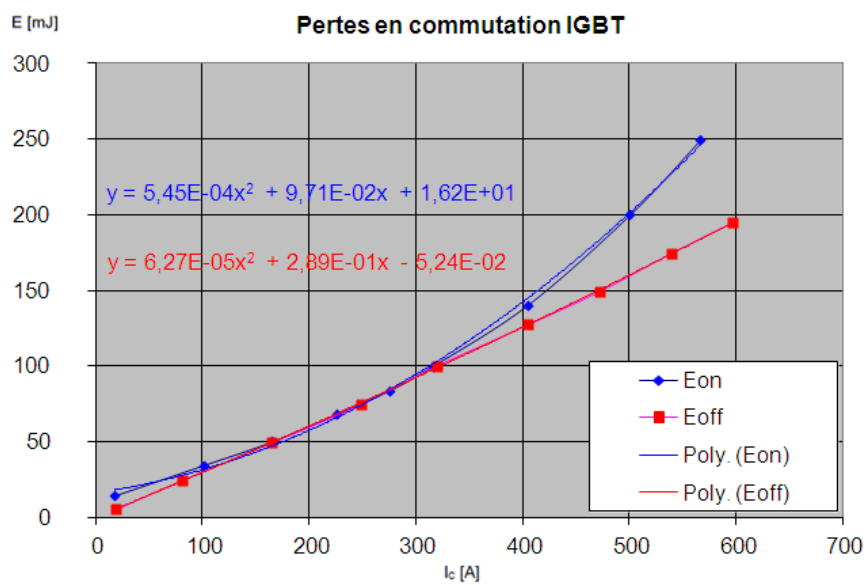
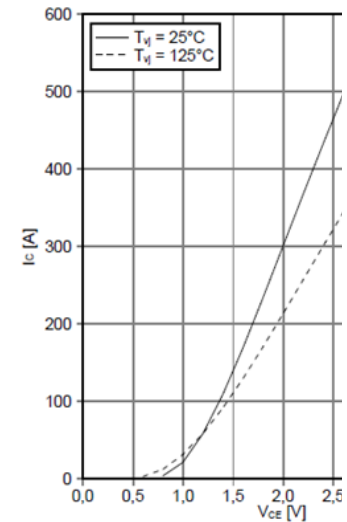
Infineon IHV190mm-IGBT3-6500V-500A - Référence constructeur [FD500R65KE3T-K]



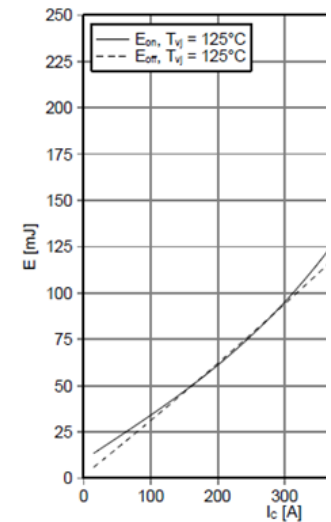
Annexe 2 : Paramètres des semi-conducteurs du module EconoDual3

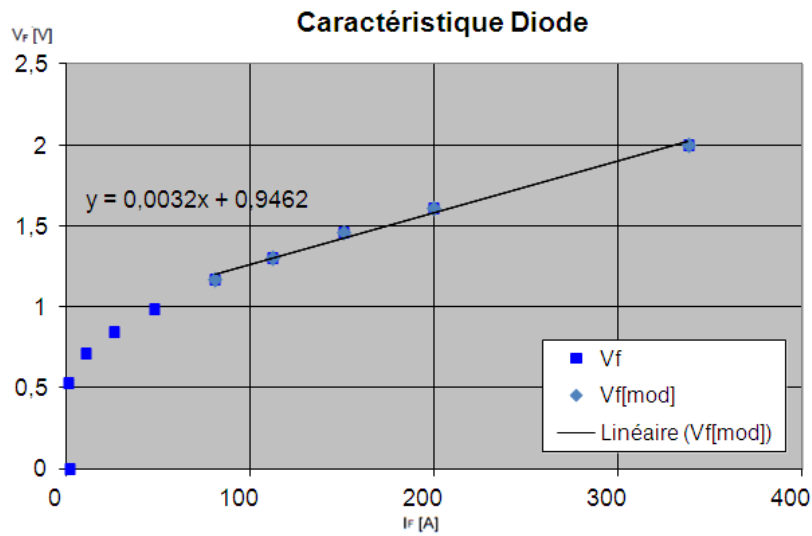


Ausgangskennlinie IGBT, Wechselrichter (typical)
 $I_c = f(V_{ce})$
 $V_{ge} = 15 V$

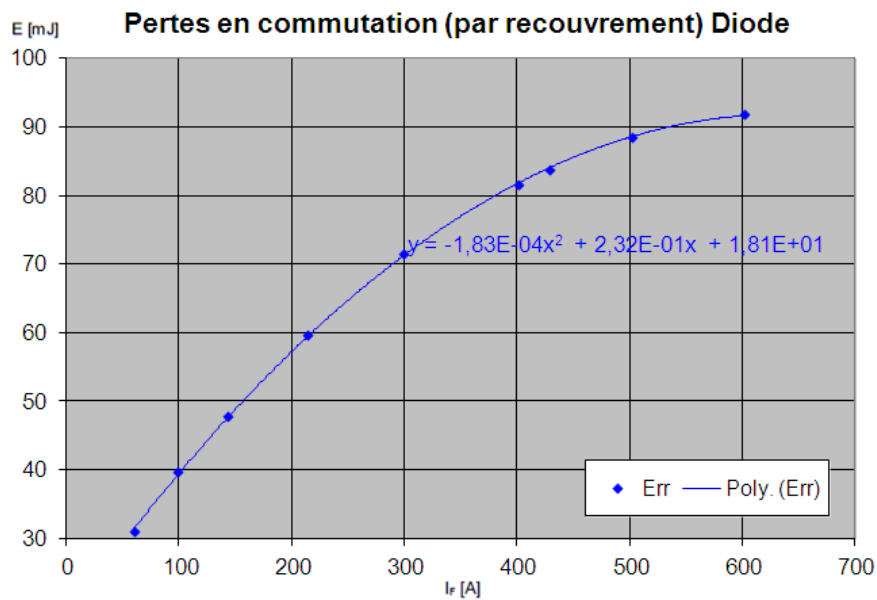
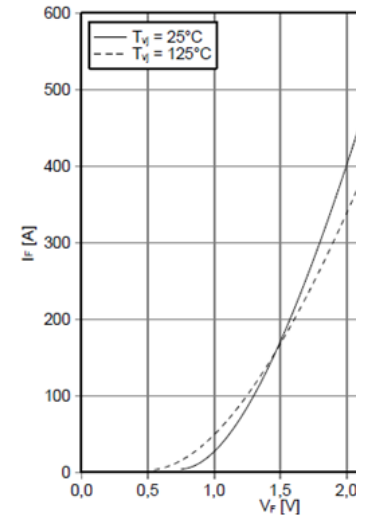


Schaltverluste IGBT, Wechselrichter (typical)
 switching losses IGBT, Inverter (typical)
 $E_{on} = f(I_c)$, $E_{off} = f(I_c)$
 $V_{ge} = \pm 15 V$, $R_{gon} = 4,7 \Omega$, $R_{goff} = 4,7 \Omega$, V_c

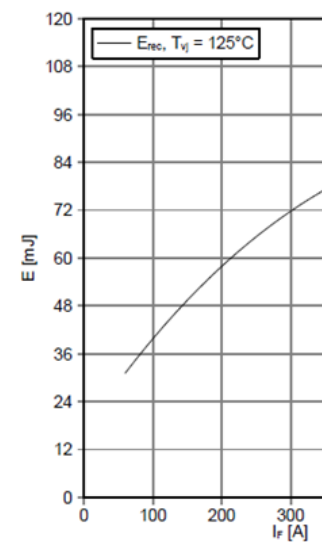




Durchlasskennlinie der Diode, Wechselrichte
forward characteristic of Diode, Inverter (typ
 $I_f = I(V_f)$)



Schaltverluste Diode, Wechselrichter (I
switching losses Diode, Inverter (typic
 $E_{rec} = f(I_f)$
 $R_{don} = 4,7 \Omega$, $V_{CE} = 900 \text{ V}$)



Annexe 3 : Etude paramétrique de la variation des pertes

Nom	Notation
Rendement	η
Rapport des courants	k
Index de modulation	m
Facteur de puissance	$\cos\varphi$
Fréquence de découpage	F_d
Tension de commutation	V_{com}

D'après les expressions établies ci-dessous, les pertes en commutation sont proportionnelles à la fréquence de découpage et à la tension de commutation, tandis que les pertes en conduction leur sont indépendantes :

$$P_{cond} = V_{ce,sat} \cdot i_{cond,moy} + R_d \cdot i_{cond,eff}^2 \quad (A3.1)$$

$$P_{com} = F_d \cdot (E_2 \cdot i_{com,eff}^2 + E_1 \cdot i_{com,moy} + E_0 \cdot \Gamma) \cdot \frac{V_{com}}{V_{ce,typ}} \quad (A3.2)$$

En outre, nous pouvons simuler la variation des pertes, à l'aide de la condition de variation entre les différents paramètres autour d'un point de fonctionnement normal :

$$2\eta = k \cdot m \cdot \cos\varphi \quad (A3.3)$$

Ainsi, nous obtenons les différents cas de figures :

- **Fig.A-1 : k , m et $\cos\varphi$ restent constants et l'amplitude des courants DC et AC varient de manière que leur rapport k soit constant.**

Globalement les pertes totales sont proches d'une fonction linéaire de l'amplitude de courants (fig. A-1.c). Plus précisément, on constate que les pertes en commutation dans tous les composants sont fonction linéaire de l'amplitude de courant, alors que les pertes en conduction sont fonction quadratique de cette dernière (fig. A-1.d et e). Enfin, plus le courant de sortie est important, plus les pertes dans les IGBTs prédominent devant les pertes dans les diodes (fig. A-1.f).

- **Fig.A-2 : k est constant (I_{ac} et I_{dc} inchangés) et le produit de m et $\cos\varphi$ reste constant.**

Ici, la plage de valeur pour m et $\cos\varphi$ doit respecter les points de fonctionnement du variateur, à savoir respectivement $[0,1 ; 1,2]$ (en cas de surmodulation) et $[0 ; 1]$. Au final, à $k=2,45$, nous obtenons la variation de $\cos\varphi$ entre 0,7 et 1 et de m entre 0,8 et 1,2 (fig. A-2.a). Sur cette zone de variation, les pertes totales sont quasi-constantes (fig. A-2.b), ainsi que les pertes dans chaque composant (fig. A-2.e). Cependant, on peut constater que les pertes en commutation augmentent avec m , alors que les pertes en conduction diminuent (fig. A-2.c et d), et de sorte que leur somme soit constante.

- **Fig.A-3 : m est égal à 1 et le produit de k et $\cos\varphi$ reste constant.**

Comme la plage de valeur pour $\cos\varphi$ est entre 0 et 1, on obtient la plage de valeur pour k à l'aide de (II.9) et avec uniquement I_{ac} variable, voir la figure A-3.a et b. Sous cette condition, les pertes totales du SM varie quasi-linéairement avec I_{ac} (fig. A-3.c), ainsi que les pertes totales (fig. A-3.f) et les pertes en commutation et en conduction dans chaque composant (fig. A-3.c et d).

- **Fig.A-4 : m est égal à 1 et le produit de k et $\cos\phi$ reste constant.**

Comme la plage de valeur pour $\cos\phi$ est entre 0 et 1, on obtient la plage de valeur pour k à l'aide de (II.9) et avec uniquement I_{dc} variable, voir la figure A-4.a et b. Sous cette condition, les pertes totales du SM varie quasi-linéairement avec I_{dc} (fig. A-4.c), ainsi que les pertes totales dans chaque composant (fig. A-4.f). Cependant, il faut bien distinguer que pour le même type de semi-conducteur, l'écart entre les pertes que ce soit en commutation ou en conduction s'accroissent avec I_{dc} (fig. A-4.c et d).

- **Fig.A-5 : $\cos\phi$ est égal à 0,8 et le produit de m et k reste constant.**

Comme la plage de valeur pour m est entre 0,1 et 1,2, on obtient la plage de valeur pour k à l'aide de (II.9) et avec uniquement I_{ac} variable, voir la figure A-5.a et b. Sous cette condition, les pertes totales du SM varie quasi-linéairement avec I_{ac} (fig. A-5.c), ainsi que les pertes totales dans chaque composant (fig. A-5.f). Cependant, il faut bien noter que les pertes en conduction s'accroissent avec I_{ac} , tandis que les pertes en commutation diminuent avec ce dernier (fig. A-5.c et d).

- **Fig.A-6 : $\cos\phi$ est égal à 0,8 et le produit de m et k reste constant.**

Comme la plage de valeur pour m est entre 0,1 et 1,2, on obtient la plage de valeur pour k à l'aide de (II.9) et avec uniquement I_{dc} variable, voir la figure A-6.a et b. Sous cette condition, les pertes totales du SM varie quasi-linéairement avec I_{dc} (fig. A-6.c), ainsi que les pertes totales dans chaque composant (fig. A-6.f). Cependant, il faut bien distinguer que pour le même type de semi-conducteur, l'écart entre les pertes que ce soit en commutation et en conduction s'accroissent avec I_{dc} (fig. A-6.c et d).

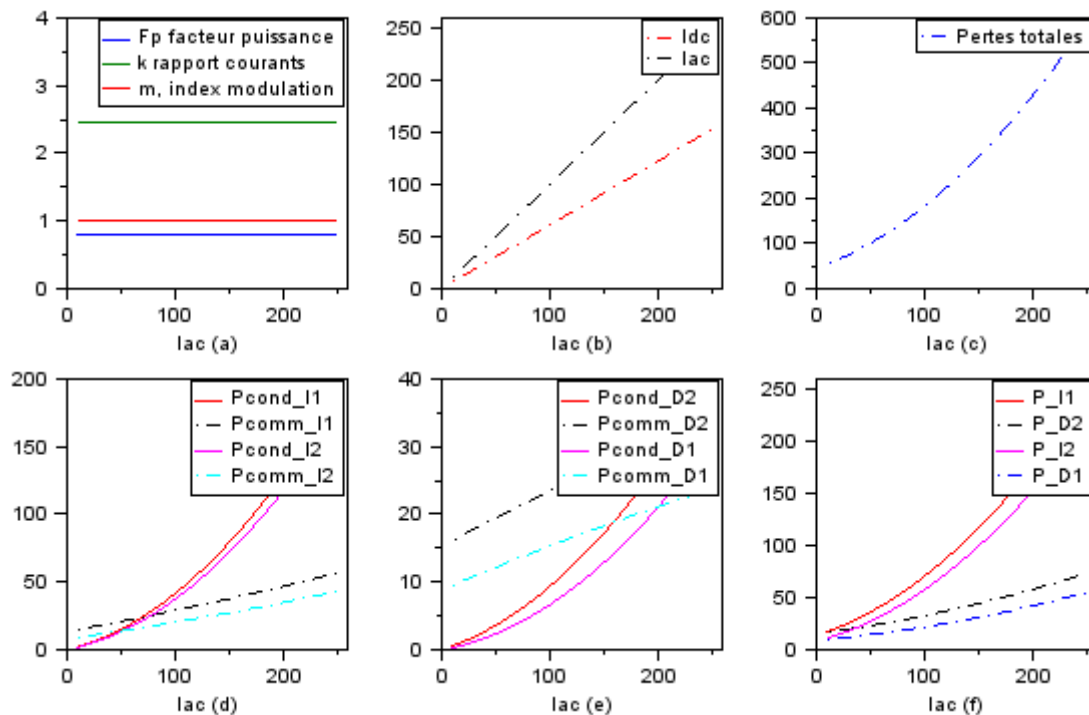


Figure A-1. Influence des paramètres sur la variation des pertes, au cas où les paramètres restent constants (a) et les courants AC et DC varient (b). Sont présentées les pertes totales (c), les pertes totales dans chaque composant (f) et les pertes en conduction et en commutation dans chaque composant (d) et (e)

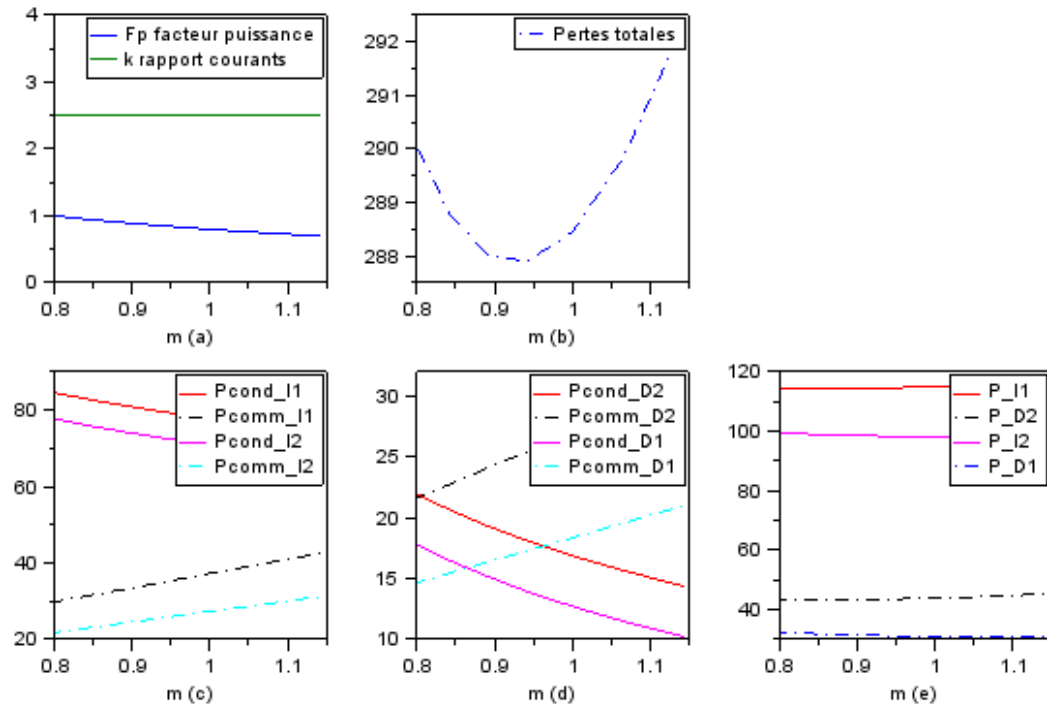


Figure A-2. Influence des paramètres sur la variation des pertes, au cas où le rapport des courants k reste constant et les autres paramètres variables (a). Sont présentées les pertes totales (b), les pertes totales dans chaque composant (e) et les pertes en conduction et en commutation dans chaque composant (c) et (d)

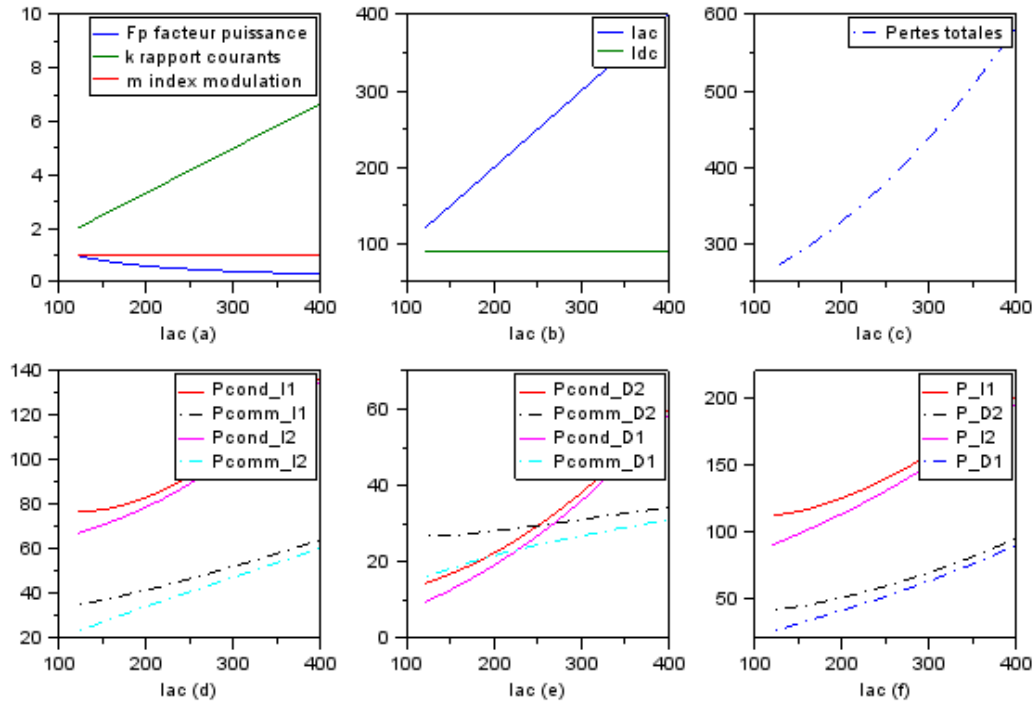


Figure A-3. Influence des paramètres sur la variation des pertes, au cas où l'index de modulation m reste constant et les autres paramètres variables (a) avec I_{ac} variable (b). Sont présentées les pertes totales (c), les pertes totales dans chaque composant (f) et les pertes en conduction et en commutation dans chaque composant (d) et (e)

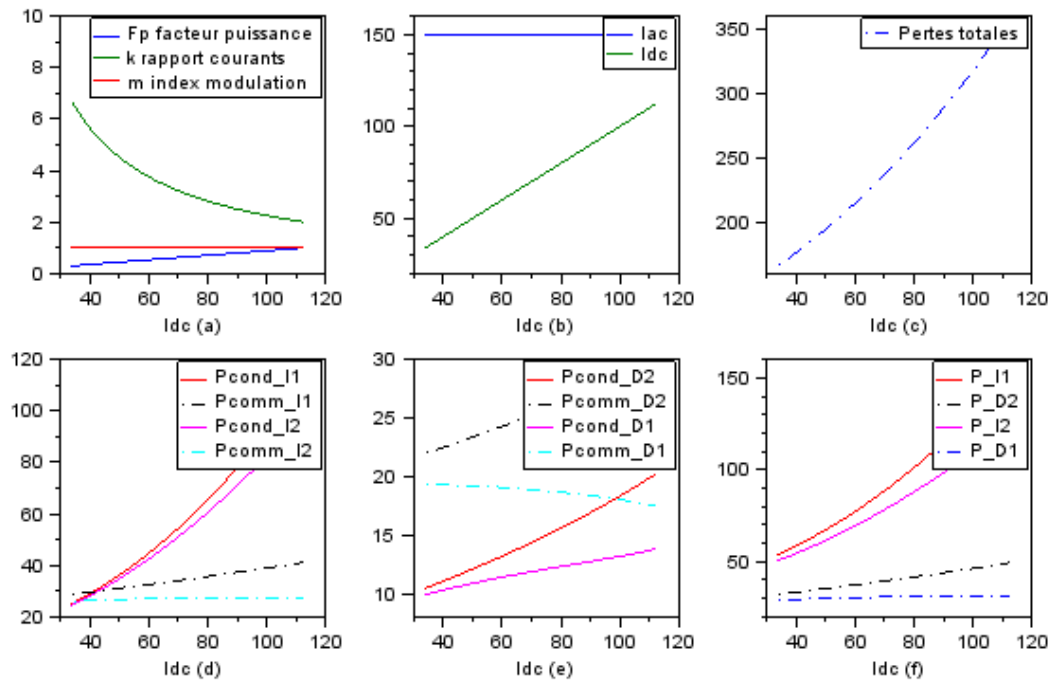


Figure A-4. Influence des paramètres sur la variation des pertes, au cas où l'index de modulation m reste constant et les autres paramètres variables (a) avec I_{dc} variable (b). Sont présentées les pertes totales (c), les pertes totales dans chaque composant (f) et les pertes en conduction et en commutation dans chaque composant (d) et (e)

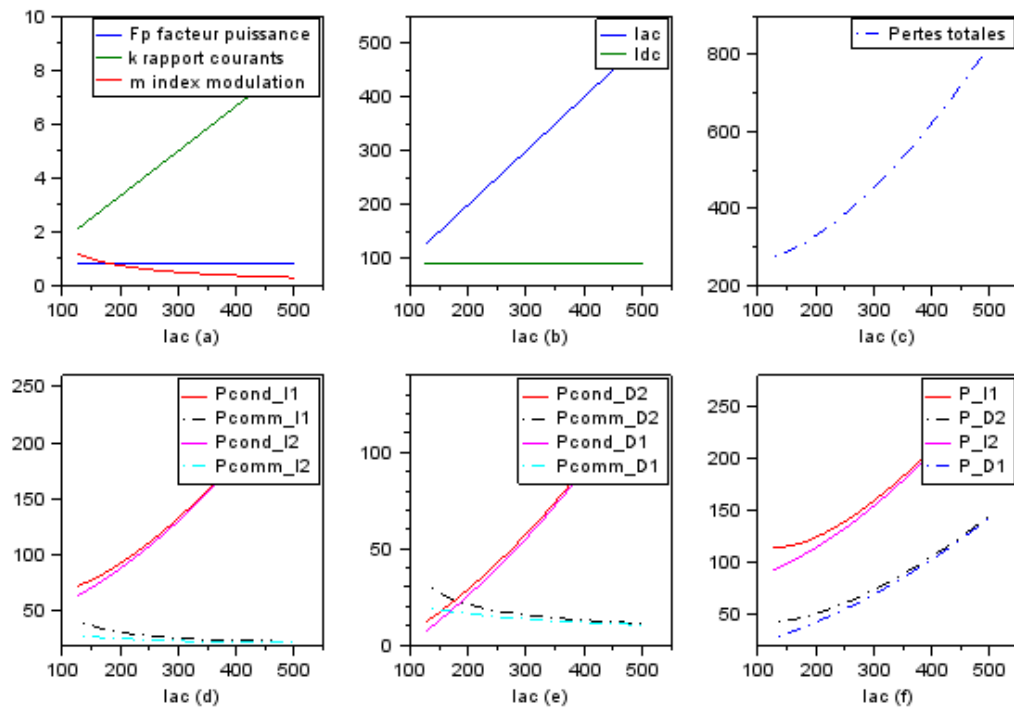


Figure A-5. Influence des paramètres sur la variation des pertes, au cas où le facteur de puissance $\cos\phi$ reste constant et les autres paramètres variables (a) avec I_{ac} variable (b). Sont présentées les pertes totales (c), les pertes totales dans chaque composant (f) et les pertes en conduction et en commutation dans chaque composant (d) et (e)

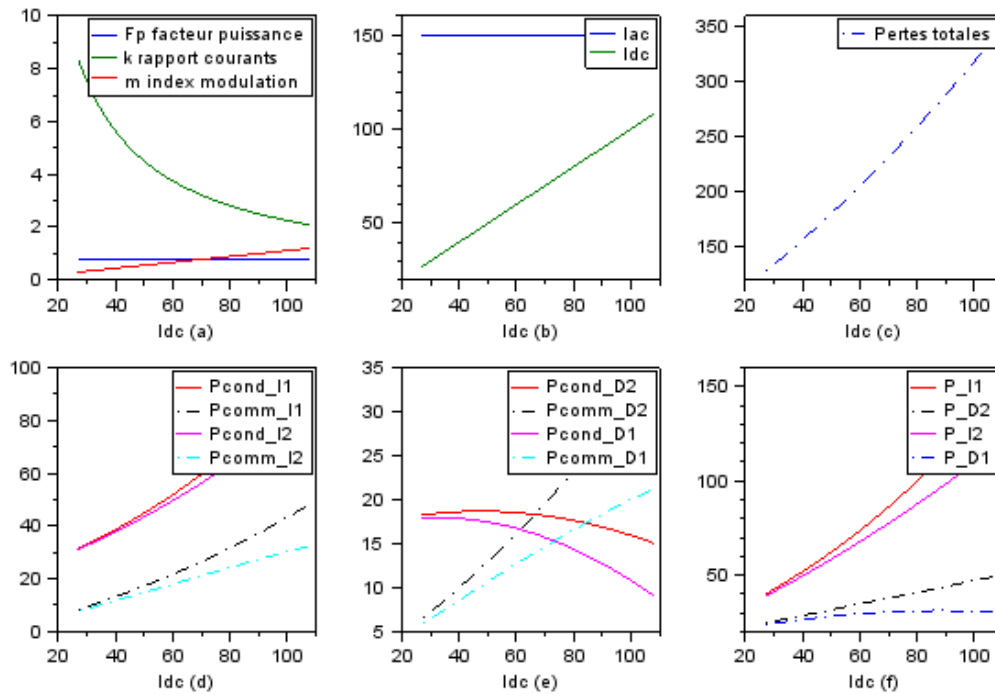


Figure A-6. Influence des paramètres sur la variation des pertes, au cas où le facteur de puissance $\cos\phi$ reste constant et les autres paramètres variables (a) avec I_{dc} variable (b). Sont présentées les pertes totales (c), les pertes totales dans chaque composant (f) et les pertes en conduction et en commutation dans chaque composant (d) et (e)

En conclusion, nous constatons que dans la plupart des cas, au sein d'un SM de la topologie MMC, les semi-conducteurs ne dissipent pas la même quantité de chaleur, quelque soit le point de fonctionnement. Dans certaines situations, la disparité pourra devenir très importante, notamment quand le rapport de courants devient très faible.

Annexe 4 : Les modèles analytique et numérique du bump

L'objectif de cette étude est de créer un modèle analytique qui prenne en compte l'ensemble des paramètres géométrique et thermique du bumps. Cela permet, d'une part, de comprendre lesquels d'entre eux ont une influence particulièrement importante sur la résistance thermique, et d'autre part, de savoir comment modifier ces paramètres pour favoriser le transfert thermique.

Ainsi, nous cherchons à quantifier la résistance thermique de l'ensemble bump+brasures $R_{th,ana}$ définie par (A4.1), avec ΔT_{bump} la différence de température entre les surfaces de contact brasure inférieure/Puce et brasure supérieure/substrat, et ϕ_{bump} le flux thermique traversant le bump. On considère que la température reste uniforme sur ces surfaces de contact.

$$R_{th,ana} = \frac{\Delta T_{bump}}{\phi_{bump}} \quad (A4.1)$$

Le cahier de charge impose des bumps sous forme de bille sphérique, pour de meilleure adhérence aux contraintes thermo-mécaniques développée dans [LOPE]. Ces bumps peuvent être définis par leurs paramètres géométriques et thermiques (les conductivités thermiques du bump et de la brasure sont nécessaires en régime permanent). Sur la figure A-7 on distingue les différents paramètres géométriques avec R le rayon du bump, r le rayon de la brasure (supposé identique sur les deux côtés du bump), e_{inf} l'épaisseur minimale de la brasure côté inférieur et e_{sup} l'épaisseur minimale de la brasure côté supérieur.

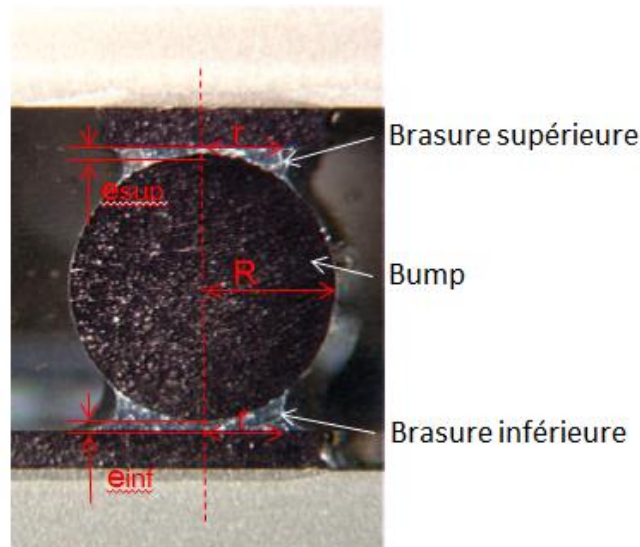


Figure A-7. Microsection d'un bump

Comme le flux thermique généré par la puce traverse tout d'abord la brasure inférieure, ensuite le bump et enfin la brasure supérieure, la résistance thermique $R_{th,ana}$ est obtenue par la mise en série de 3 résistances thermiques. La résistance thermique de l'ensemble bump+brasures est alors calculée par (A4.2).

$$R_{th,ana} = R_{th,brasure\ inf} + R_{th,bump} + R_{th,brasure\ sup} \quad (A4.2)$$

Il s'agit alors d'évaluer les trois résistances en série thermiquement. Dans notre cas, on remarque que l'épaisseur de la brasure est variable suivant sa position par rapport à l'axe du bump. En

prenant des épaisseurs et des sections de passage moyennes, on réduit le problème 3D en un simple modèle 1D. Il sera alors indispensable de vérifier par la suite les résultats obtenus avec différentes simulations numériques. Ainsi, les trois résistances thermiques sont exprimées grâce à (A4.3), avec i index correspondant à brasure inférieure, bump ou brasure supérieure, λ la conductivité thermique, e_{moyen} l'épaisseur moyenne traversée par le flux de chaleur et S_{moyen} la section de passage moyenne du flux de chaleur.

$$R_{th,i} = \frac{e_{moyen,i}}{\lambda_i S_{moyen,i}} \quad (A4.3)$$

Cette modélisation 1D du bump peut alors se schématiser selon la figure A-8 et les différents termes sont détaillés ci-après.

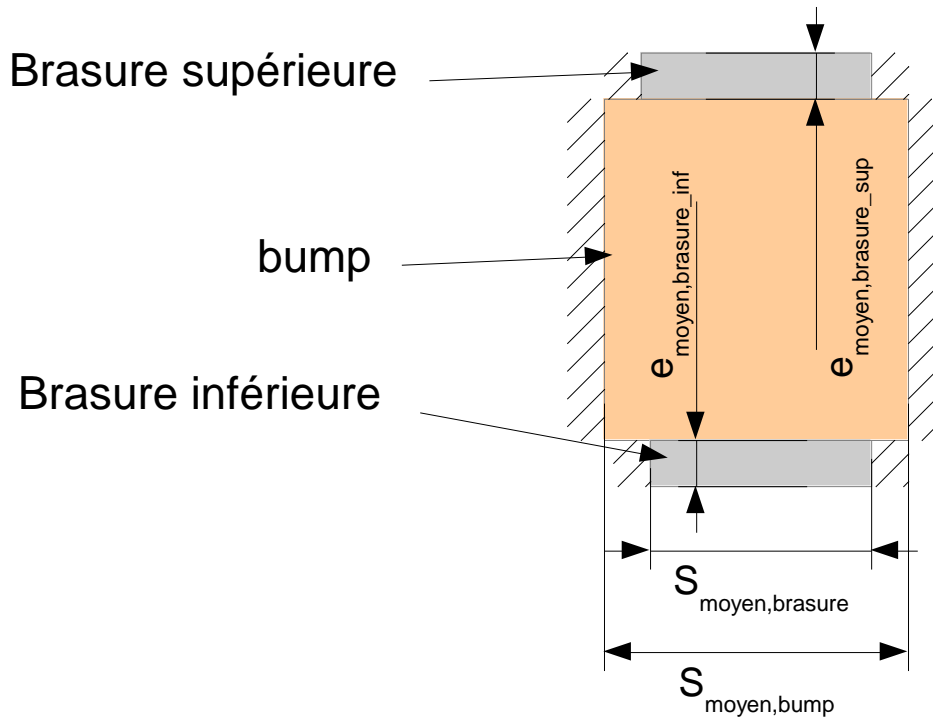


Figure A-8. Schéma de la modélisation thermique

- La section de passage moyenne

La surface moyenne d'échange des brasures est variable suivant la direction du flux de chaleur, comme la brasure vient « mouiller » les rebords du bump. Cette variation n'a pas été prise en compte, car elle est difficile à décrire mathématiquement. Ainsi, on prendra la section minimale de la brasure, exprimé par le rayon r , et les brasures sont supposées identiques sur chaque côté du bump (A4.4).

$$S_{moyen,brasure_inf} = S_{moyen,brasure_sup} = \pi r^2 \quad (A4.4)$$

Le flux de chaleur arrive au niveau du bump avec une section de passage $S_{moyen-brasure}$, il se diffuse ensuite dans la section du bump. La section de passage moyenne est alors simplement évaluée par la moyenne arithmétique des deux surfaces :

$$S_{moyen,bump} = \frac{1}{2}(\pi r^2 + \pi R^2) \quad (A4.5)$$

- L'épaisseur moyenne

L'épaisseur de la brasure varie suivant la position considérée par rapport à l'axe de révolution de l'ensemble bump+brasures. La brasure (en alliage argent-étain) étant généralement 10 fois moins conductrice que le bump (en cuivre), il convient de calculer l'épaisseur moyenne de manière plus précise selon (A4.6).

$$e_{moyen,brasure} = \frac{1}{S_{moyen,brasure}} \iint_{S_{moyen,brasure}} e_{brasure} dS \quad (A4.6)$$

On obtient ainsi pour chaque brasure, avec $\theta_m = \sin^{-1}(r/R)$:

$$e_{moyen,brasure_inf} = e_{min,brasure_inf} + R \left[1 - \frac{2}{3} \left(\frac{R}{r} \right)^2 (1 - \cos^3(\theta_m)) \right] \quad (A4.7)$$

$$e_{moyen,brasure_sup} = e_{min,brasure_sup} + R \left[1 - \frac{2}{3} \left(\frac{R}{r} \right)^2 (1 - \cos^3(\theta_m)) \right] \quad (A4.8)$$

Enfin, on en déduit l'épaisseur moyenne traversée par le flux de chaleur dans le bump :

$$e_{moyen,bump} = 2R + e_{min,brasure_inf} + e_{min,brasure_sup} - e_{moyen,brasure_inf} - e_{moyen,brasure_sup} \quad (A4.9)$$

Soit,

$$e_{moyen,bump} = 2R \left[1 - \frac{2}{3} \left(\frac{R}{r} \right)^2 (1 - \cos^3(\theta_m)) \right] \quad (A4.10)$$

Par conséquent, connaissant les différents paramètres géométriques et thermiques d'un bump+brasures, il est alors possible, grâce à (A4.2), d'en évaluer sa résistance thermique analytique $R_{th,ana}$. Comme la résistance thermique calculée avec ce modèle présente plusieurs approximations, il est indispensable de comparer les valeurs obtenues avec des simulations numériques. Cela permettra de valider ou corriger ce modèle analytique. Cette comparaison permet aussi de vérifier l'influence de chaque paramètre sur la résistance thermique.

En prenant les paramètres d'une des réalisations de PRIMES [LOPE] (voir le tableau A4-1), les simulations se font avec le logiciel Comsol, basé sur la méthode par éléments finis (MEF), voir la figure A-9. La température sur la face supérieure T_{face_sup} (contact entre la brasure supérieure et le substrat) a été choisie proche de la contrainte réelle à 100°C, et la puissance thermique traversant le bump ϕ à 5W. Les parois du bump+brasures, en contact avec le gel diélectrique, sont supposées adiabatiques.

Le résultat des simulations nous renseigne sur la température sur la face inférieure du bump T_{face_inf} , la résistance thermique se calcule alors selon :

$$R_{th,sim} = \frac{T_{face_inf} - T_{face_sup}}{\phi} \quad (A4.11)$$

Bump	Diamètre de 1,2 mm
	Conductivité thermique de $380 \text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$ (en cuivre)
Brasures	Diamètre de 65 % de celui du bump
	Epaisseur minimale de la brasure inférieure de 0,02 mm
	Epaisseur minimale de la brasure supérieure de 0,1 mm
	Conductivité thermique de $33 \text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$ (en alliage 96,5% Sn-3,5% Ag)

Tableau A4-1. Paramètres du bump et des brasures pour la simulation MEF [LOPE].

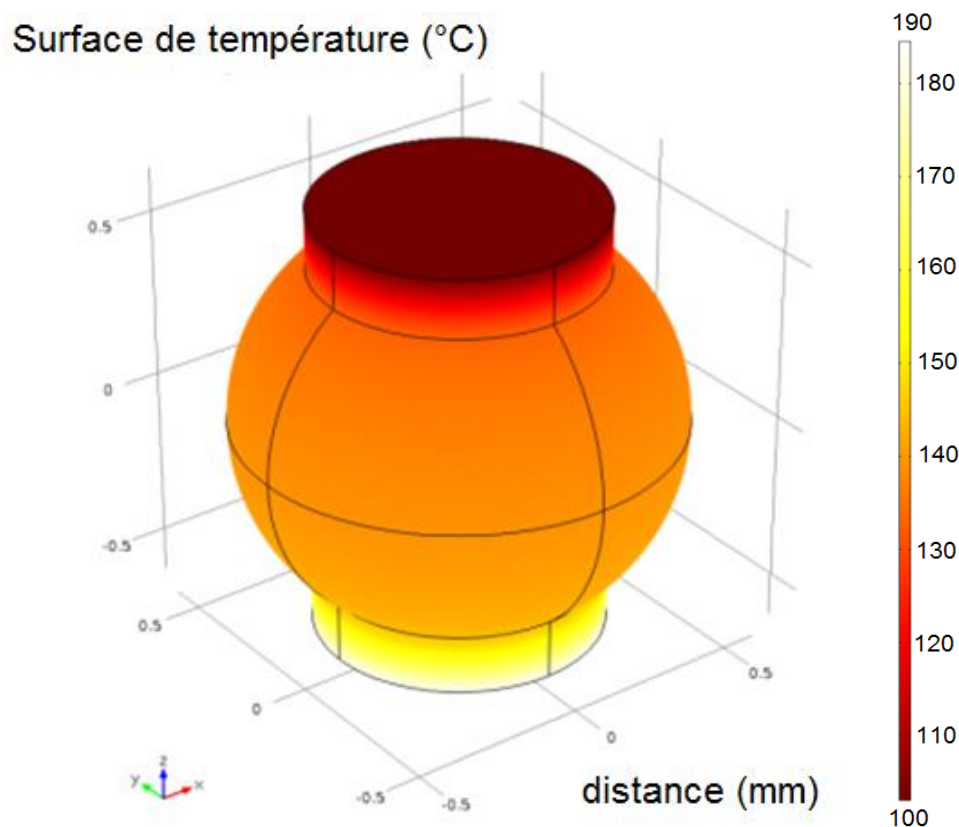


Figure A-9. Exemple de simulation MEF sous Comsol

Il est alors possible de comparer le modèle analytique établi selon (A4.2) avec les résultats donnés par la simulation (A4.11). La figure A-10 représente l'évolution de la résistance thermique d'un bump en fonction de la variation de chaque paramètre géométrique le caractérisant (épaisseur des brasures, diamètres des brasures et du bump). Globalement il y a un écart inférieur à 5 % entre les modèles analytique et numérique, on peut donc simplifier la géométrie du modèle de bumps par le modèle analytique.

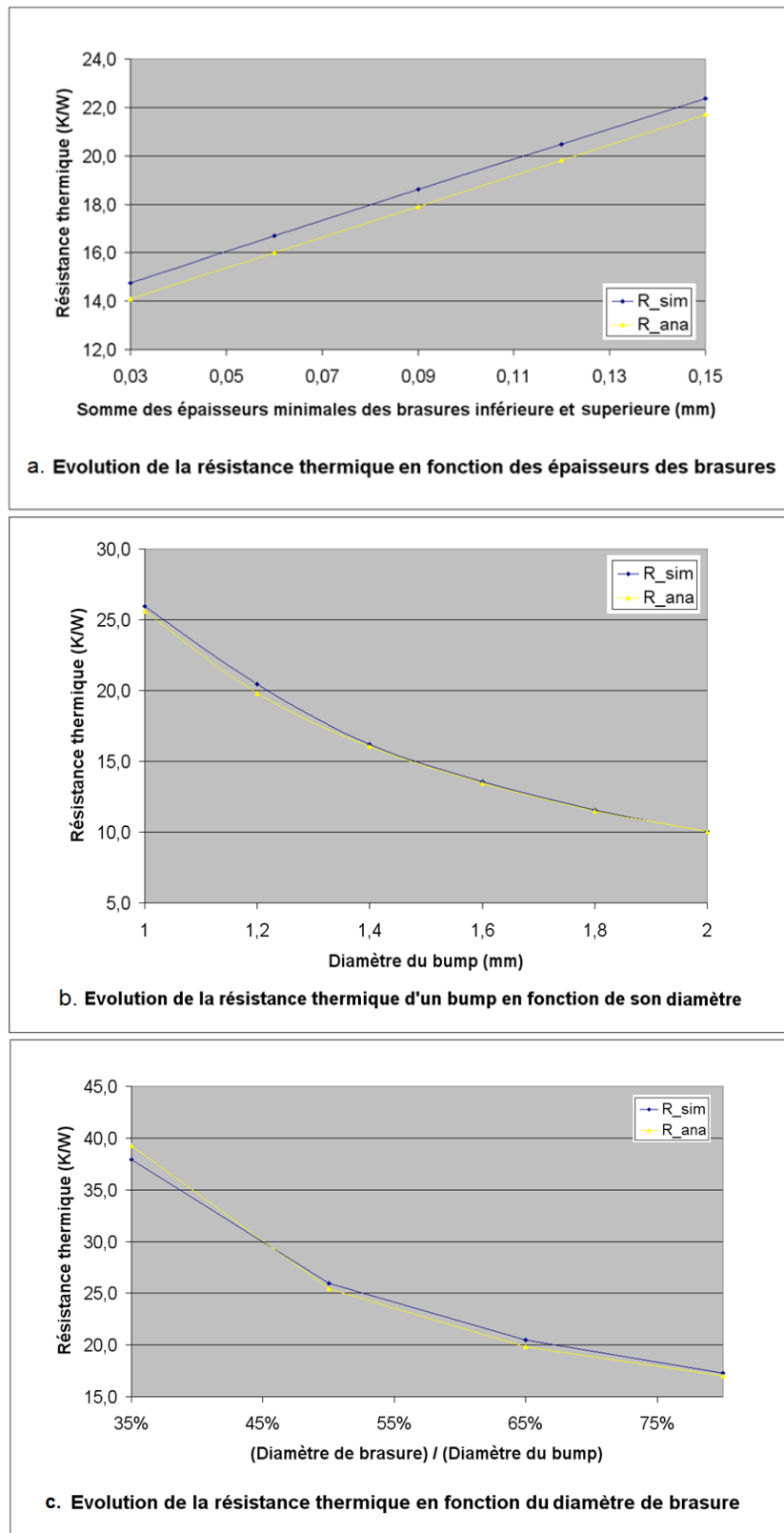


Figure A-10. Comparaison des modèles analytique et numérique de l'ensemble bump+brasures

Annexe 5 : Etude thermique du dissipateur

L'objectif de cette étude est de dimensionner convenablement les dissipateurs de telle sorte que la limite en température au sein des puces ne soit pas dépassée. Ainsi, dans cette partie les performances thermiques de deux types de dissipateurs disponibles chez PRIMES vont être étudiées : la lame d'eau, le mouillage direct avec la surface du substrat, et le radiateur, sous forme d'ailettes imprégnées dans le fluide.

Les choix différents s'expliquent par la différence de puissance thermique que l'on cherche à dissiper et on évalue la résistance thermique du dissipateur en tenant compte du cahier des charges, car évaluer les performances en régime permanent d'un dissipateur de chaleur revient à calculer sa résistance thermique. L'étude est menée pour un refroidissement par liquide à convection forcée. Le liquide utilisé est de l'eau désionisée glycolée à 40 % dont les propriétés sont prises à 50 °C, voir le tableau A5-1.

	Symbole	Valeur à 50 °C
Masse volumique (kg/m ³)	ρ	1047
Chaleur spécifique (J/kg/K)	C_p	3594
Conductivité thermique (W/m/K)	λ	0,443
diffusivité thermique (m ² /s)	α	1,18E-07
Viscosité dynamique (Pa.s)	μ	8,41E-04
Viscosité cinématique (m ² /s)	ν	8,03E-07
Nombre de Prandtl	Pr	6,82

Tableau A5-1. Caractéristiques physiques de l'eau glycolée (MEG) à 40 % à 50 °C

- Nombre de Nusselt et corrélations choisies

Le coefficient d'échange convectif h , utile pour les calculs des résistances thermiques, se calcule grâce au nombre de Nusselt Nu . Le nombre de Nusselt s'obtient généralement par des corrélations. En convection forcée, il dépend habituellement du régime d'écoulement caractérisé par le nombre de Reynolds Re (A5.1) et des propriétés du fluide caractérisées par le nombre de Prandtl Pr (A5.2), avec U la vitesse moyenne du fluide, ν la viscosité cinématique, α la diffusivité thermique et $D_h=4S/P$ le diamètre hydraulique (S est la section de passage du fluide et P le périmètre mouillé par le fluide).

$$Re = \frac{UD_h}{\nu} \quad (A5.1)$$

$$Pr = \frac{\nu}{\alpha} \quad (A5.2)$$

Pour des cas particuliers, nous verrons que les corrélations peuvent dépendre d'autres paramètres, comme le coefficient de perte de charge ou la longueur d'échange. Chaque corrélation s'applique sous certaines conditions : le régime d'écoulement, l'établissement de l'écoulement, la température ou le flux de paroi imposé, etc. Un premier critère est de différencier les corrélations utilisables en régime turbulent que de celles applicables en régime laminaire.

- Régime turbulent

Plusieurs corrélations peuvent être utilisées en régime turbulent. On trouve notamment les corrélations de Colburn, de Dittus-Boelter, de Sieder-Tate ou de Gnielinski. La dernière en date avec un

domaine de validité plus important ($Re > 2\,300$ au lieu de $10\,000$) est la corrélation de Gnielinski (A5.3) avec $f = (0,79 \log Re - 1,64)^{-2}$.

$$Nu_0 = \frac{(f/8)(Re-1000)Pr}{1 + 12,7\sqrt{f/8}(Pr^{2/3}-1)} \quad (A5.3)$$

Le coefficient f est le coefficient de perte de charge. On peut le calculer grâce au diagramme de Moody. La formule précédente est une approximation de f , utilisée pour un tuyau lisse. Cette formule est valable pour $Re > 2300$, correspondant aux régimes transitoire et turbulent, et pour $0,2 < Pr < 2000$.

- Régime laminaire

Contrairement au régime turbulent, l'établissement du régime laminaire est particulièrement influent sur le calcul du nombre de Nusselt. En général, le nombre de Graetz permet d'évaluer si l'écoulement est développé thermiquement ou non, défini par (A5.4) avec L la longueur d'échange dans le sens de l'écoulement. L'écoulement laminaire est considéré comme développé thermiquement si $Gz < 20$. Pour les systèmes de refroidissement utilisés dans le module de puissance réalisé par Primes, l'ordre de grandeur de chaque paramètre définissant le nombre de Graetz montre que le régime thermique n'est pas établi, car on a généralement $Gz > 100$.

$$Gz = Re \, Pr \, \frac{D_h}{L} \quad (A5.4)$$

Ainsi, les valeurs du nombre de Nusselt et du coefficient d'échange sont variables le long du refroidisseur. Deux corrélations permettant le calcul du nombre de Nusselt moyen sur la longueur d'échange peuvent être utilisées. Il s'agit de la corrélation de Sieder-Tate en régime laminaire et celle de Stephan. La corrélation de Stephan est explicitée par (A5.5). Elle est valable en régime laminaire avec une température de paroi imposée et $Re < 2300$.

$$Nu_0 = \frac{3,66}{th(2,264 \, Gz^{-2/3} + 1,7Gz^{-2/3})} + 0,05 \, Gz \, th(Gz^{-1}) \quad (A5.5)$$

Comme il peut avoir un fort gradient de température entre les parois et le fluide. Pour tenir compte des effets de thermodépendance, on utilise alors un facteur de correction, exprimé par (A5.6), avec μ la viscosité dynamique du fluide à sa température moyenne ($50\,^{\circ}\text{C}$) et μ_0 la viscosité dynamique du fluide à la température de la paroi. Ainsi, suivant le régime d'écoulement, on utilise (A5.3) ou (A5.5) avec la correction (A5.6) pour calculer le nombre de Nusselt.

$$Nu = Nu_0 \left(\frac{\mu}{\mu_0} \right)^{0,14} \quad (A5.6)$$

- Dissipateur de type « lame d'eau »

Pour ce type de dissipateur où un filet d'eau est directement en contact avec le substrat, la résistance thermique par unité de surface correspond simplement à l'inverse du coefficient d'échange h , soit :

$$R_{th, lame\ d'eau} = \frac{1}{h} \quad (\text{en } \text{K.m}^2/\text{W}) \quad (A5.7)$$

En utilisant les corrélations établies dans la partie précédente pour calculer le nombre de Nusselt, on obtient le coefficient d'échange h par (A5.8), où λ est la conductivité du fluide et D_h le diamètre hydraulique.

$$h = Nu \frac{\lambda}{D_h} \quad (\text{A5.8})$$

Prenons les dimensions du module réalisé par PRIMES : l'écoulement s'effectue sur la longueur du substrat de 3,5cm, sur une largeur de 5cm et la hauteur du film d'eau est de 1mm. On calcule la résistance thermique d'un tel dissipateur selon (A5.7) en fonction du débit et le résultat est donné sur la figure A-11. On y remarque que la résistance thermique diminue lorsque le débit augmente. En effet, la vitesse du fluide étant proportionnelle au débit, le nombre de Reynolds augmente avec ce dernier, modifiant ainsi le coefficient d'échange. Ainsi, la résistance thermique par unité de surface varie de 4.10^{-4} à $0,8.10^{-4} \text{ K.m}^2.\text{W}^{-1}$ pour un débit compris entre 1 et 7,5 l.min⁻¹.

Ce débit maximal correspond à une vitesse de fluide de 2,5 m.s⁻¹, qui est la valeur limite imposée par le cahier des charges. Il n'est donc pas possible d'obtenir une résistance thermique inférieure à $0,8.10^{-4} \text{ K.m}^2.\text{W}^{-1}$ dans cette configuration. D'autre part, une légère bosse est observée, quand le débit est environ de 2,8 l.min⁻¹. Cette forme correspond à la transition du régime laminaire au régime transitoire-turbulent, et elle se traduit par la modification de la corrélation choisie pour le calcul du nombre de Nusselt.

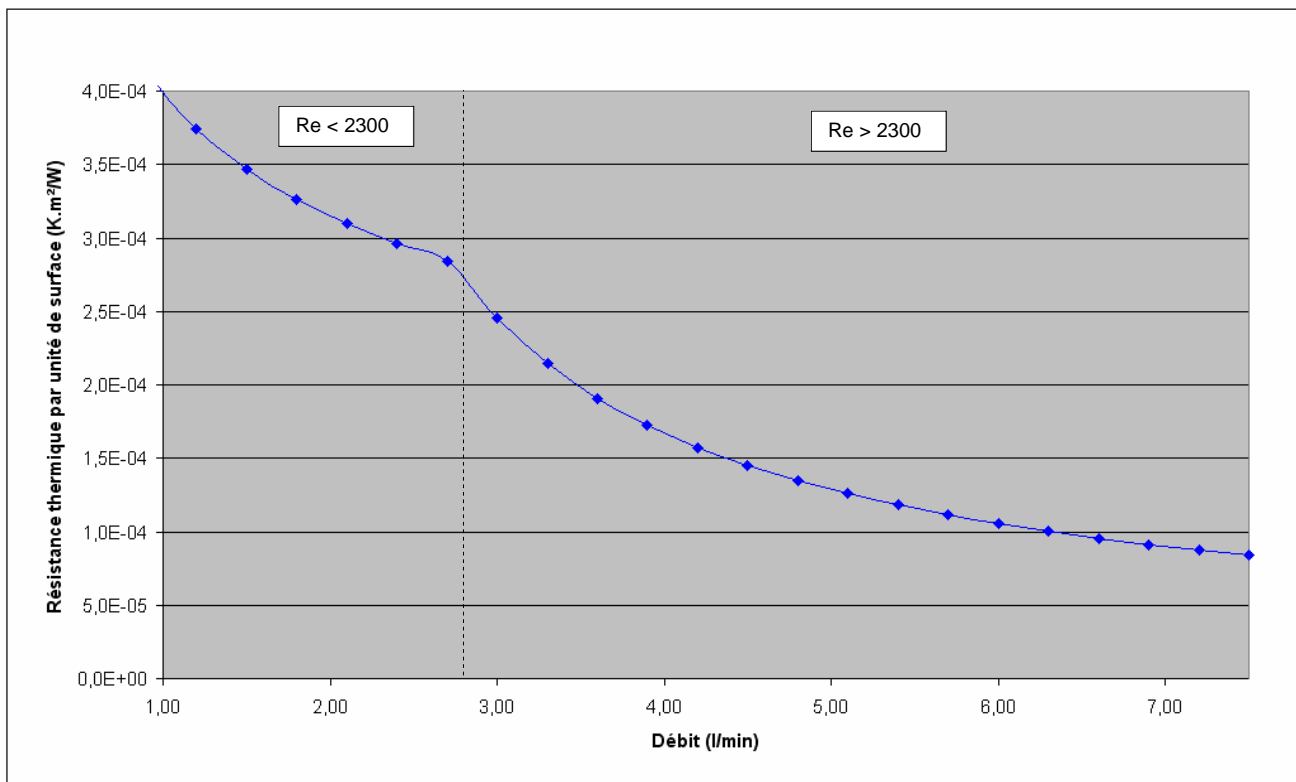


Figure A-11. Evolution de la résistance thermique de la « lame d'eau » en fonction du débit de fluide

- Dissipateur de type « radiateur »

Il s'agit d'un dissipateur en cuivre et sous forme d'ailettes en contact avec le fluide. La figure A-12 représente une seule ailette dont la base est brasée directement sur le substrat. L'écoulement s'effectue entre les ailettes sur une largeur d . Pour déterminer la résistance thermique par unité de surface d'un tel dissipateur, la résistance thermique n'est calculée que pour une seule ailette, dont la largeur est

notée t (ensemble de la figure A-12). Ensuite, elle est multipliée par la surface en contact avec le substrat, soit $S_{cond}=(d+t)l$ la section de passage du flux de chaleur conductif, pour obtenir la quantité souhaitée.

Notons les dimensions du radiateur illustré par la figure A-12 : $e_{br}=0,1\text{mm}$ l'épaisseur de la brasure, $e_{ai}=1\text{mm}$ l'épaisseur de la base des ailettes, $d=1\text{mm}$ la distance entre deux ailettes, $L=3\text{mm}$ la hauteur des ailettes et $l=35\text{ mm}$ la longueur des ailettes. Comme pour le cas de la « lame d'eau », la largeur du radiateur est de 5 cm, ce qui correspond aux 25 ailettes.

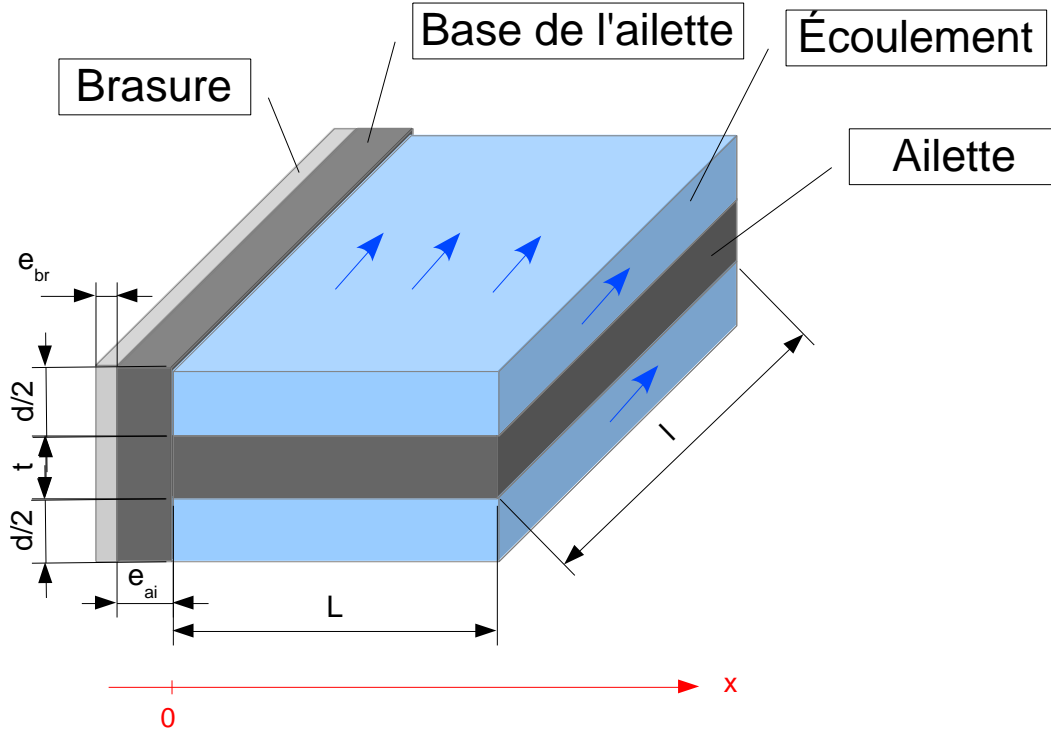


Figure A-12. Composition d'une ailette et notation associée

En régime permanent, l'équation de la chaleur qui s'applique à l'ailette est exprimée par (A5.9) avec h le coefficient d'échange, $P=2(t+l)$ le périmètre de la section de l'ailette, $S=tl$ la section de l'ailette et λ_{ai} la conductivité de l'ailette.

$$\frac{d^2\theta}{dx^2} - m^2\theta = 0 \text{ avec } m = \sqrt{\frac{hP}{\lambda_{ai}S}} \quad (\text{A5.9})$$

Il s'agit d'une équation différentielle linéaire du second ordre à coefficient constant et la solution est de la forme (A5.10) avec A et B deux constantes d'intégrations déterminées par les conditions limites (θ_0 étant la température de la section la plus éloignée de l'ailette).

$$\frac{\theta(x)}{\theta_0} = Ae^{mx} + Be^{-mx} \quad (\text{A5.10})$$

Les ailettes sur le module réalisé par PRIMES peuvent être considérées comme isolées à leur extrémité car elles sont en contact avec le plastique du boîtier. Les conditions limites sont donc les suivantes :

$$\theta(x=0) = \theta_0 \quad ; \quad \left(\frac{d\theta}{dx}\right)_{x=L} = 0 \quad (\text{A5.11})$$

On obtient alors le profil de température suivant :

$$\frac{\theta(x)}{\theta_0} = \frac{ch[m(L-x)]}{ch(mL)} \quad (A5.12)$$

On définit le rendement de l'ailette comme le rapport entre Φ_{lat} le flux évacué par l'ailette et $\Phi_{lat,id}$ le flux évacué par une ailette parfaite (avec $\theta(x) = \theta_0$ pour tout x) :

$$\eta = \frac{\Phi_{lat}}{\Phi_{lat,id}} \text{ avec } \Phi_{lat,id} = hS_{lat}\theta_0 \quad (A5.13)$$

Pour le cas de l'ailette isolée, le rendement est connu et s'obtient par :

$$\eta = \frac{th(mL)}{mL} \quad (A5.14)$$

On définit alors $R_{th,conv}$ la résistance de l'ailette par (A5.15) sans prendre en compte l'épaisseur de la base de l'ailette, ni celle de la brasure, avec Φ_{ai} le flux évacué par l'ensemble de l'ailette.

$$R_{th,conv} = \frac{\theta_0}{\Phi_{ai}} \quad (A5.15)$$

Or, avec $S_{conv,lat}$ la surface d'échange convectif latérale de l'ailette, $S_{conv,base}$ la surface d'échange convectif au niveau de la base de l'ailette et Φ_{base} le flux évacué entre les ailettes, on a :

$$\Phi_{ai} = \Phi_{lat} + \Phi_{base} = \eta \Phi_{lat,id} + \Phi_{base} = h(\eta S_{conv,lat} + S_{conv,base})\theta \quad (A5.16)$$

On obtient donc :

$$R_{th,conv} = \frac{1}{h(\eta S_{conv,lat} + S_{conv,base})} \quad (A5.17)$$

En supposant le flux thermique uniforme sur S_{cond} , on ajoute alors les résistances de conduction lors du passage du flux thermique dans la brasure et la base des ailettes, qui sont exprimées respectivement par (A5.18) et (A5.19), avec λ_{br} la conductivité de la brasure.

$$R_{th,br} = \frac{e_{br}}{\lambda_{br}S_{cond}} \quad (A5.18)$$

$$R_{th,ai} = \frac{e_{ai}}{\lambda_{ai}S_{cond}} \quad (A5.19)$$

On obtient alors la résistance par unité de surface de l'ensemble de l'ailette en sommant les trois résistances, en série, et en multipliant par la surface de conduction :

$$R_{th,radiateur} = \frac{e_{br}}{\lambda_{br}} + \frac{e_{ai}}{\lambda_{ai}} + \frac{S_{cond}}{h(\eta S_{conv,lat} + S_{conv,base})} \quad (A5.20)$$

On peut donc observer sur la figure A-13 la variation de la résistance thermique par unité de surface $R_{th,radiateur}$ en fonction du débit. L'allure générale de la courbe correspond à celle établie pour le dissipateur du type « lame d'eau » (voir fig. A-11) avec la même interprétation.

La différence se trouve au niveau des valeurs de résistance thermique. L'augmentation de la surface d'échange convectif permet de diminuer la résistance thermique. Il est alors possible avec ce type de dissipateur d'obtenir une résistance thermique par unité de surface jusqu'à $3,4 \cdot 10^{-5} \text{ K.m}^2.\text{W}^{-1}$ pour une vitesse de fluide de $2,5 \text{ m.s}^{-1}$ (débit de $11,25 \text{ l.min}^{-1}$). Cependant, cette performance thermique implique une puissance hydraulique plus élevée que la « lame d'eau ». En effet, dans le « radiateur », pour une même vitesse de fluide, le débit est 50 % supérieur et la perte de charge est plus conséquente (diamètre hydraulique plus faible).

On peut remarquer que la valeur de $5 \cdot 10^{-5} \text{ K.m}^2.\text{W}^{-1}$ imposée dans les simulations numériques précédentes peuvent correspondre à un dissipateur de type « radiateur » avec la géométrie présentée et un débit d'environ 7 l.min^{-1} . Cette valeur a donc un sens physique. D'autre part, la hauteur des ailettes étant relativement faible, le rendement des ailettes est supérieur à 85 %. Cette valeur est donc largement satisfaisante. Si nécessaire, il est possible d'augmenter la hauteur des ailettes de façon à augmenter encore la surface d'échange convectif, et diminuer ainsi la résistance thermique du dissipateur. Cela aura également pour effet de modifier le nombre de Reynolds et donc le coefficient d'échange h .

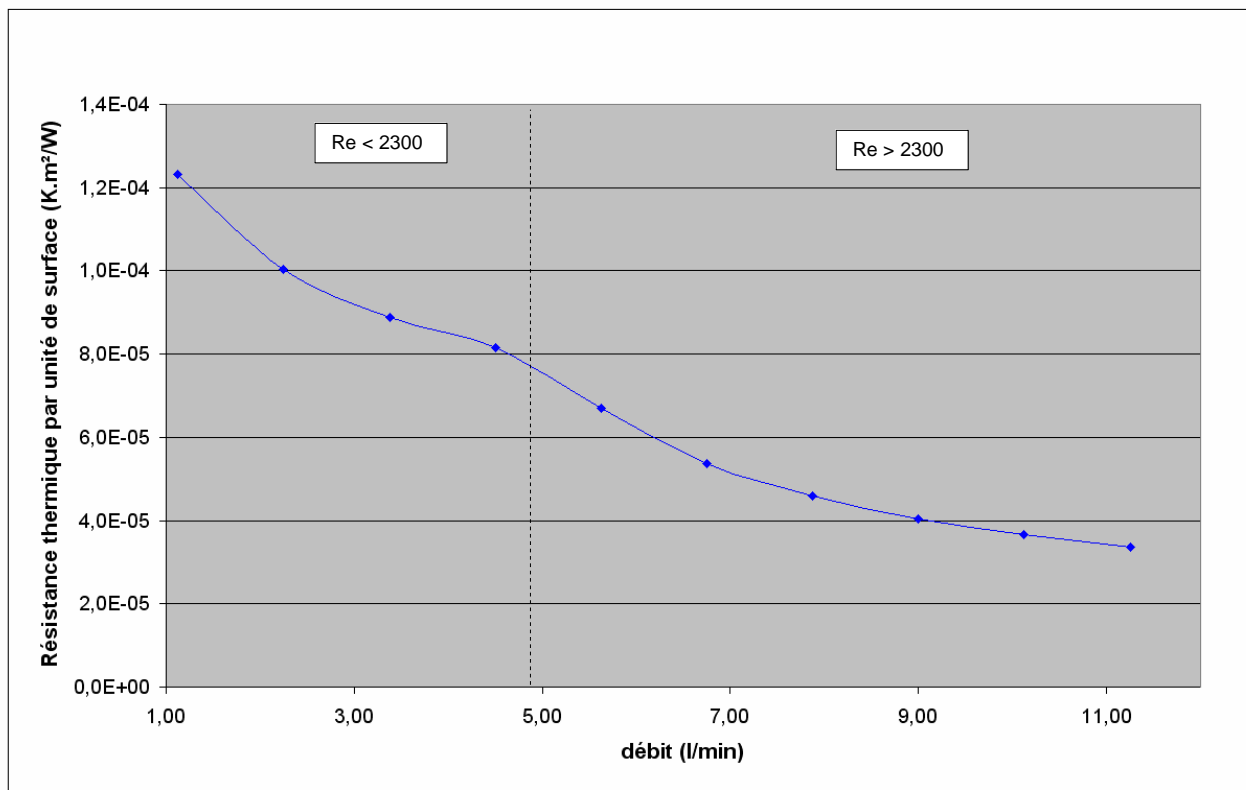

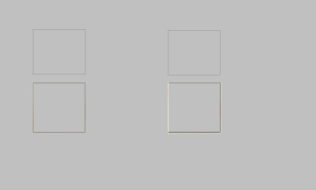
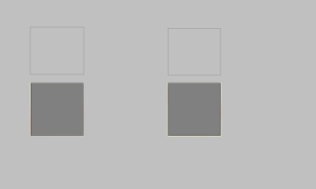
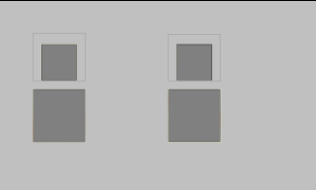







Figure A-13. Evolution de la résistance thermique du « Radiateur » en fonction du débit du fluide

L'étude sur ces deux types de dissipateur ont permis d'évaluer leurs performances thermiques, de façon à évacuer la chaleur produite par les puces semi-conductrices et sans dépasser la limite en température au sein des puces.

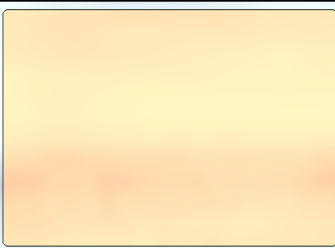
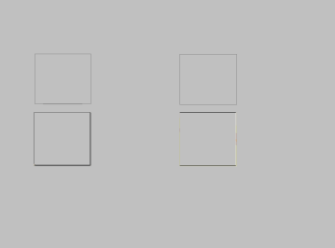
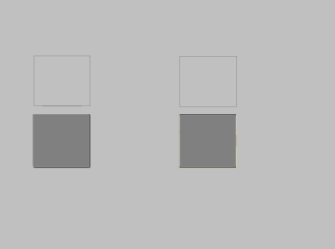
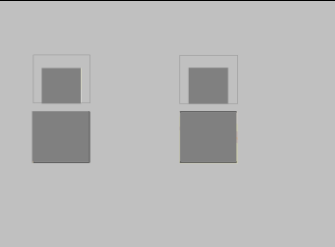

Annexe 6 : Mode de fabrication du module CLARA

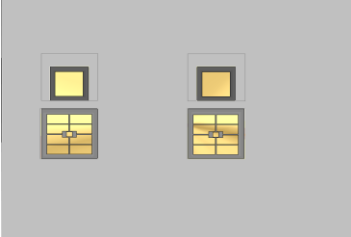
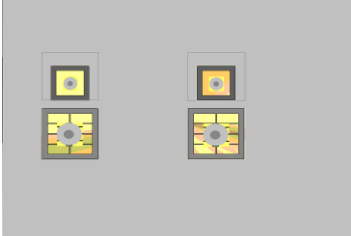
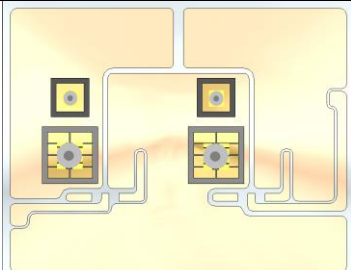
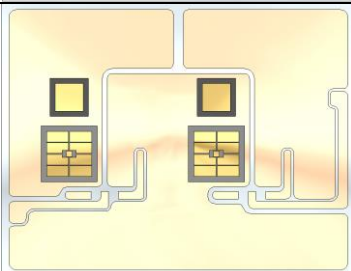
- Etape 1 : Conditionnement du substrat supérieur

N° étape	Désignation étape	Machines/outils/produits utilisés	Schéma (vu de dessus)
101	Nettoyage de chaque face (La face extérieure ci-contre)	Loctite 7063 Lingette Salle blanche	
102	Activation de surface par plasma	Plasma O2 Ar Diener Tetra 100	
103	Pose de l'outillage sur la face intérieure du substrat supérieur : partie du routage et dépôt des puces	Outillage (masque de positionnement des puces)	
104	Pose des préformes de brasures en 92.5Pb-2.5Sn-5Ag pour IGBT	Stylo ventouse	
105	Pose des préformes de brasures en 92.5Pb-2.5Sn-5Ag pour diodes	Stylo ventouse	
106	Pose des puces IGBT sur les brasures à IGBT	Stylo ventouse	
107	Pose des puces diodes sur les brasures à diodes	Stylo ventouse	
108	Pose des poids sur diodes et IGBTs pour les fixer durant la phase de brasage	Pince	
109	Enlèvement de l'outillage	Manuel	

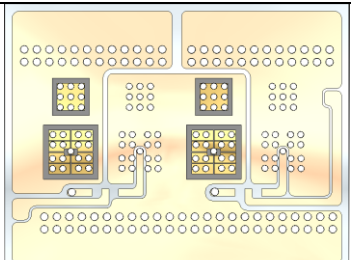
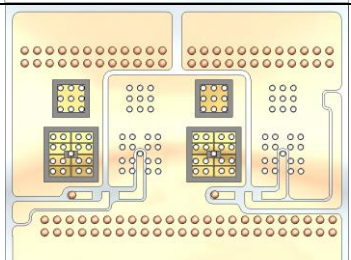
N° étape	Désignation étape	Machines/outils/produits utilisés	Schéma (vu de dessus)
110	Passage au four en même temps que le substrat inférieur.	Four ATV 704 SRO Manuel	

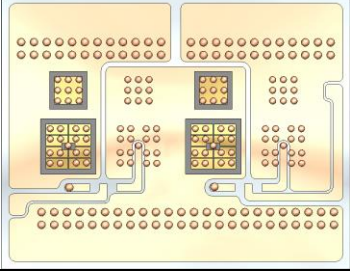
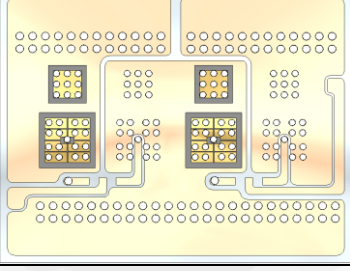
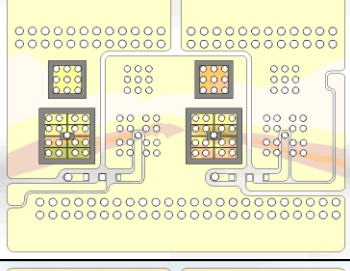
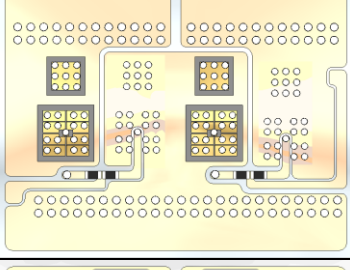
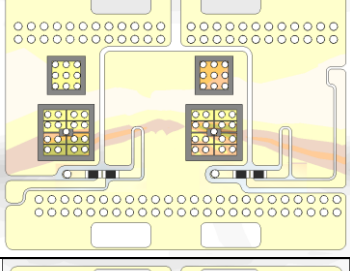
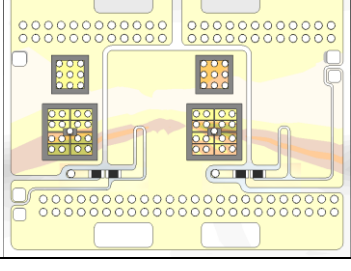
- Etape 2 : Conditionnement du substrat inférieur

N° étape	Désignation étape	Machines/outils/produits utilisés	Schéma (vu de dessus)
201	Nettoyage de chaque face (La face extérieure ci-contre)	Loctite 7063 Lingette salle blanche	
202	Activation de surface par plasma	Plasma O2 Ar Diener Tetra 100	
203	Pose de l'outillage sur la face intérieure du substrat inférieur : partie du routage et dépôt des puces	Outillage (masque de positionnement des puces)	
204	Pose des préformes de brasures en 92.5Pb-2.5Sn-5Ag pour IGBT	Stylo ventouse	
205	Pose des préformes de brasures en 92.5Pb-2.5Sn-5Ag pour diodes	Stylo ventouse	
206	Pose des IGBT sur les brasures à IGBT	Stylo ventouse	

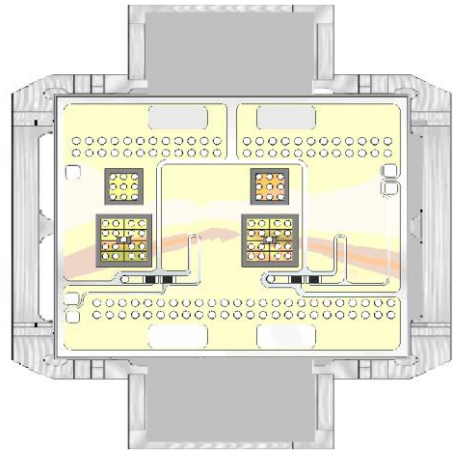
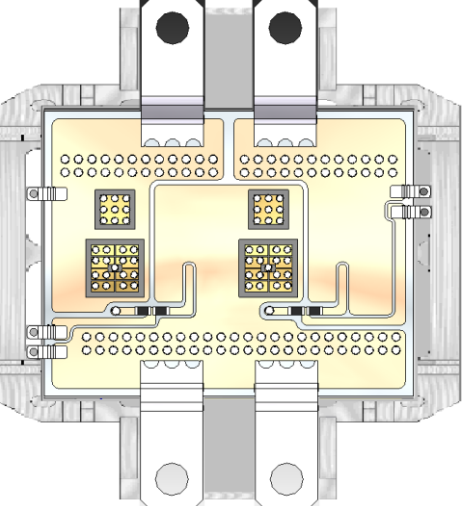
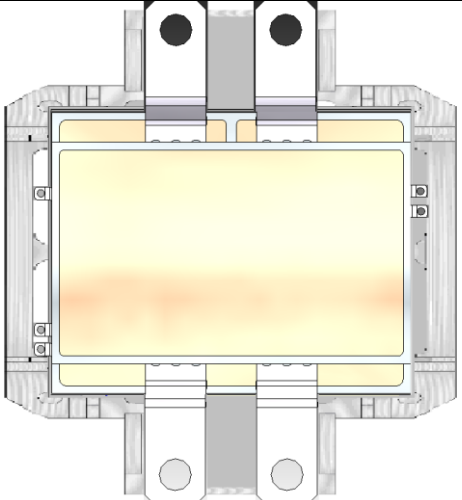
N° étape	Désignation étape	Machines/outils/produits utilisés	Schéma (vu de dessus)
207	Pose des diodes sur les brasures à diodes	Stylo ventouse	
208	Pose des poids sur diodes et IGBT pour les fixer	Pince	
209	Enlèvement de l'outillage	Manuel	
210	Passage au four en même temps que le substrat supérieur	Four ATV 704 SRO Manuel	

- Etapes 3 : Dépôt des bumps et préparation sur le substrat inférieur

N° étape	Désignation étape	Machines/outils/produits utilisés	Schéma (vu de dessus)
301	Dépôt de la pâte à braser SAC305 sur la face intérieure du substrat inférieur	Dispenser Seringue 30 cc	
302	Placement des bumps de support (de 1,6mm de diamètre), ceux qui ne sont pas en contact immédiat avec les puces	Pince	

N° étape	Désignation étape	Machines/outils/produits utilisés	Schéma (vu de dessus)
303	Placement des bumps (de 1.3mm de diamètre) sur Diodes et IGBT	Pince	
304	Dépôt de brasure sur les bumps des diodes et IGBT et sur les bumps de support	Dispenser Seringue	
305	Dépôt de brasure pour les résistances de grille	Dispenser Seringue	
306	Pose des résistances de grilles	Pince Manuel	
307	Dépôt de brasure pour les connectiques de puissance	Dispenser Seringue	
308	Dépôt de brasure pour les picots de commande	Dispenser Seringue	

• Etape 4 : Assemblage et brasage

N° étape	Désignation étape	Machines/outils/produits utilisés	Schéma (vu de dessus)
401	Mise en place du substrat inférieur dans l'outillage	Outillage (support mécanique en aluminium) Manuel	
402	Pose des connectiques de puissance et des picots de commande	Pince Manuel	
403	Assemblage du substrat supérieur sur les bumps du substrat inférieur	Manuel	
404	Placement de l'outillage supérieur stabilisant les deux connectiques		
405	Enfournement	Four Z500 Manuel	

Annexe 7 : Paramètres mécaniques des matériaux

- La céramique en AlN

L'AlN (Nitrure d'aluminium) est un matériau fragile qui a un comportement élastique isotrope. Comme il s'agit d'un matériau fragile, les limites d'élasticité sont identiques aux contraintes de rupture.

Coefficient de dilatation thermique CTE (K^{-1})	Module de Young (Pa)	Coefficient de Poisson
$4,5 \cdot 10^{-6}$	$3,3 \cdot 10^{11}$	0,25

Tableau A7-1. Propriétés mécaniques de l'AlN

- La piste de routage en cuivre

Le cuivre a plutôt un comportement élasto-plastique. Le modèle plastique que nous avons adopté pour ce matériau est celui d'écrouissage isotrope bilinéaire (voir fig. A-14).

CTE (K^{-1})	Module de Young (Pa)	Coefficient de Poisson	Limite d'élasticité en traction (Pa)	Contrainte à la rupture en traction (Pa)	Contrainte à la rupture en compression (Pa)	Module Tangent (MPa)
$1,64 \cdot 10^{-5}$	$1,17 \cdot 10^{11}$	0,343	10^8	$2,1 \cdot 10^8$	$1,9 \cdot 10^8$	184

Tableau A7-2. Propriétés mécaniques du cuivre

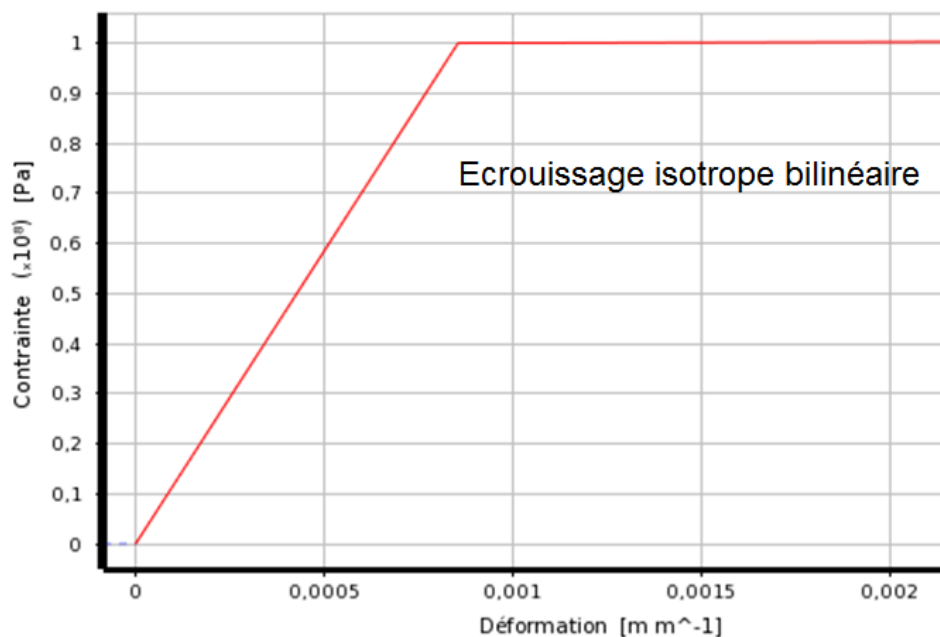


Figure A-14. Modèle du comportement plastique du cuivre

- Les puces en silicium

Le silicium fait partie des matériaux fragiles et il a un comportement élastique comme la céramique.

CTE (K^{-1})	Module de Young (Pa)	Coefficient de Poisson
$3,24 \cdot 10^{-6}$	$1,5 \cdot 10^{11}$	0,278

Tableau A7-3. Propriétés mécaniques du silicium

- La brasure en alliage 92,5Pb-5Sn-2,5Ag

L'alliage 92,5Pb-5Sn-2,5Ag a un comportement viscoplastique. Dans le domaine élastique, les paramètres sont :

CTE (K^{-1})	Coefficient de Poisson	Contrainte à la rupture en traction (Pa)
$2,87 \cdot 10^{-5}$	0,33	$3 \cdot 10^7$

Module de Young (GPa)	24	23,5	22,9	22,3	21,8	21,2	20,7	20,1
Température (K)	273	293	313	333	353	373	393	413

Tableau A7-4. Propriétés mécaniques de la brasure 92,5Pb-5Sn-2,5Ag dans le domaine élastique

- La brasure 96,5Sn-3,5Ag

Finalement cette brasure a aussi un comportement viscoplastique. Dans le domaine élastique j'ai adopté les paramètres suivants :

Coefficient de Poisson	Contrainte à la rupture en traction (Pa)
0,3	$3,87 \cdot 10^7$

CTE ($10^{-5}K^{-1}$)	2,19	2,14	2,10	2,06	2,02	1,98	1,94	1,9
Module de Young (GPa)	52,7	51,3	49,9	48,5	47	45,4	43,8	42,2
Température (K)	273	293	313	333	353	373	393	413

Tableau A7-5. Propriétés mécaniques de la brasure 96,5Sn-3,5Ag dans le domaine élastique

Le comportement viscoplastique est décrit grâce au modèle d'Anand avec les paramètres ci-dessous.

s_0 (Mpa)	Q/R (K)	A (s^{-1})	ξ	m	h_0 (MPa)	\bar{s} (MPa)	n	a
C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9
33.07	11 000	105 200	7	0.241	1432	41.63	0.002	1.3

Tableau A7-6. Paramètres du modèle d'Anand

Annexe 8 : Fiche technique des inductances

FICHE TECHNIQUE

Original
en Rouge

FICHE TECHNIQUE

Original
en Rouge

D 05-02-20 indice E Créé par : TST Date : 06/01/2009

Technical drawing of the transformer showing front and side views with dimensions.

Front view dimensions:

- Total width: 163±5 mm
- Core width: 150±1 mm

Side view dimension:

- Height: 141±2 mm

Fixations via 4
oblongs de 10×7

Technical drawing of the transformer showing top view with dimensions and labels.

Top view dimensions:

- Length: Fix. 125±1 mm
- Width: Fix. 101±2 mm

Labels on the top view:

- Raccordement sur borne à visser (section 10mm²)
- N° de série
- Date
- Signature

Schéma

Schematic diagram of the transformer showing primary and secondary windings.

The diagram shows two windings connected in series. The primary winding is labeled 'E' and the secondary winding is labeled 'S'. The windings are represented by three parallel vertical lines.

Caractéristiques Électriques

Inductance nominale	1,0mH
Courant nominal	50Ade
Courant superposé	150Apk - 50Hz
Classe d'échauffement	F
Classe d'isolation	F
Refroidissement	AN
Masse	8kg
Conditions de Test	
Inductance	1,0mH ±10%
Résistance à 20°C	7,9mOhm ±10%
Diélectrique	Enr / Masse : 2500Veff
50Hz / 60s	

N° ENERGY
ÉLECTROTECHNIQUE
B.P. 36 - Z.I. La Levaudière - 85120 ANTIGNY (F)
Tél : (33) 02.51.69.64.25 - Fax : (33) 02.51.69.68.98

afaq
ISO 9001
Qualité
APRÈS CERTIFICATION

Désignation :
Inductance
1mH 50Ade
150pk-50Hz

Client : **SCHNEIDER Electric**
Créé le : 17-10-2013
Nom : Jean Noël SAVINAUD
Visa : **JNS**

Vérifié le : 25-10-2013
Nom : Jean-François PUBERT
Visa : **JFP**

Ref. NERGY :
F 3 2 7 7 7
Indice **A**

Format A4
Echelle : 1 / 3
Dim. en mm

CONFIDENTIEL

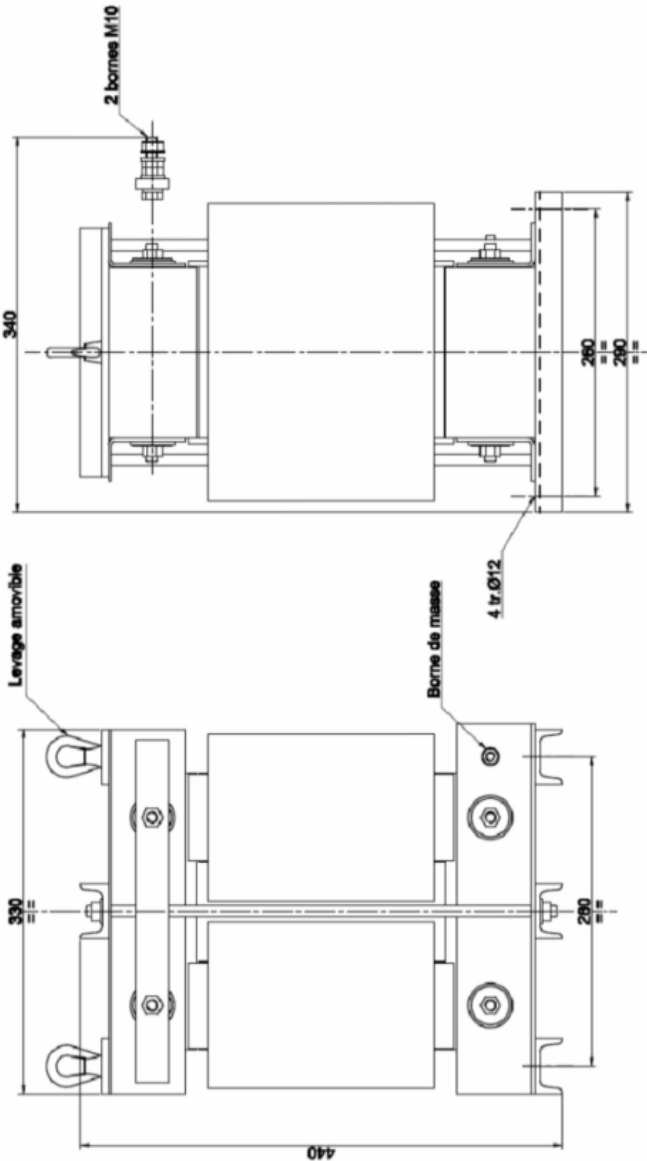
Ce plan et les études liées à celui-ci sont la propriété industrielle exclusive de la société NERGY. Ils ne sauraient être transmis ou diffusés sans un accord écrit de la société NERGY

Original
en Rouge

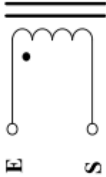
FICHE TECHNIQUE

D 05-02-20 indice E Créé par : TST Date : 06/01/2009

Caractéristiques Électriques	
Inductance nominale	15,0mH
Courant nominal	106Aeff (300Apkpk)
Classe d'échauffement	H
Classe d'isolation	H
Refroidissement	AN
Masse	135kg
Conditions de Test	
Inductance	15,0mH ±10%
Résistance à 20°C	47,8mOhm ±10%
Diélectrique	Enr / Masse : 2500Veff 50Hz / 60s



Schéma



N'ERGY ÉLECTROTECHNIQUE B.P. 36 - Z.I. La Levraudière - 85120 ANTIGNY (F) Tél : (33) 02.51.69.64.25 - Fax : (33) 02.51.69.68.98		afaq ISO 9001 Qualité APRÈS CERTIFICATION		Désignation : Inductance 15mH 106Aeff (300pkpk) 50Hz	
Client : SCHNEIDER Electric		Créé le : 17-10-2013 Nom : Jean Noël SAVINAUD Visa : JNS		Vérifié le : 25-10-2013 Nom : Jean-François PUBERT Visa : JFP	
Réf. Client : -		Réf. N'ERGY :			
Format A4 Echelle : 1 / 6 Dim. en mm		F 3 2 7 8		Indice A	

CONFIDENTIEL
Ce plan et les études liées à celui-ci sont la propriété industrielle exclusive de la société N'ERGY. Ils ne sauraient être transmis ou diffusés sans un accord écrit de la société N'ERGY

Annexe 9 : Fiche technique des cartes d'interface

Carte d'interface « driver »

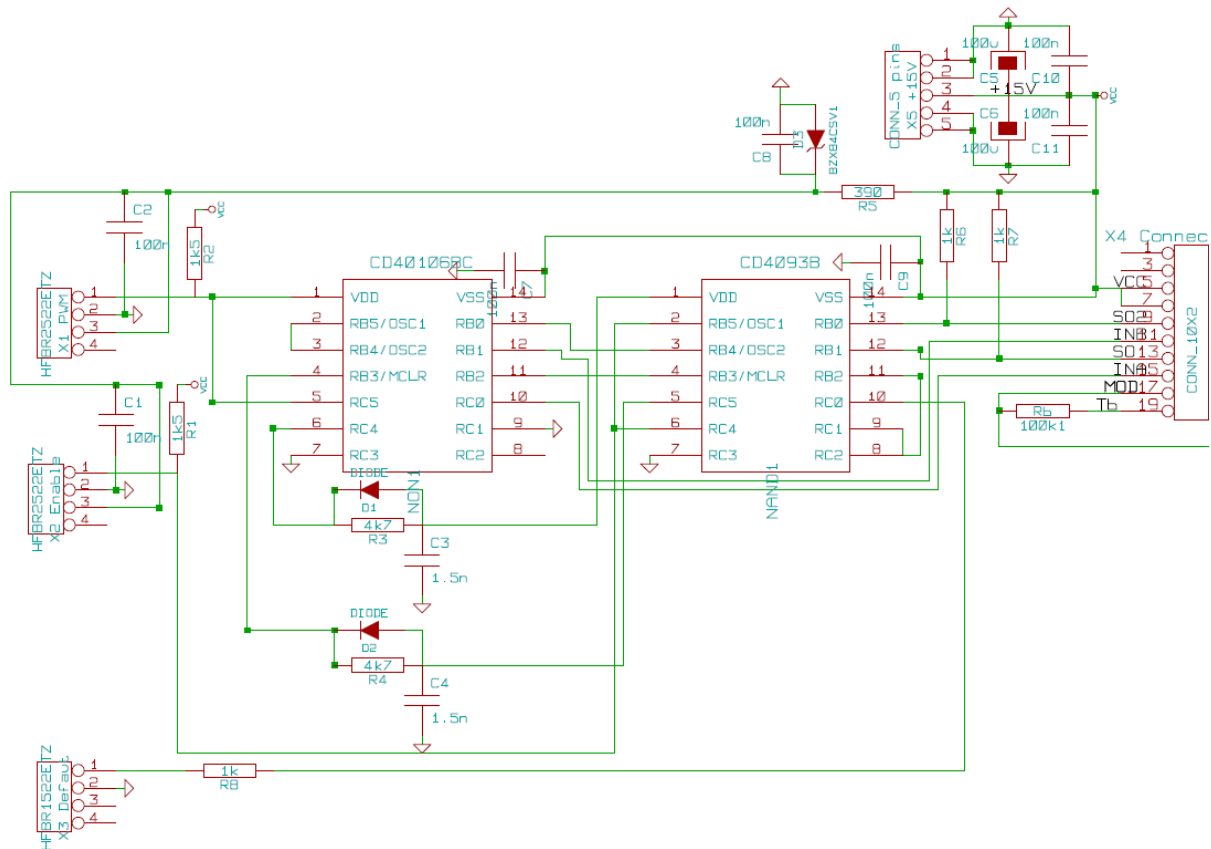
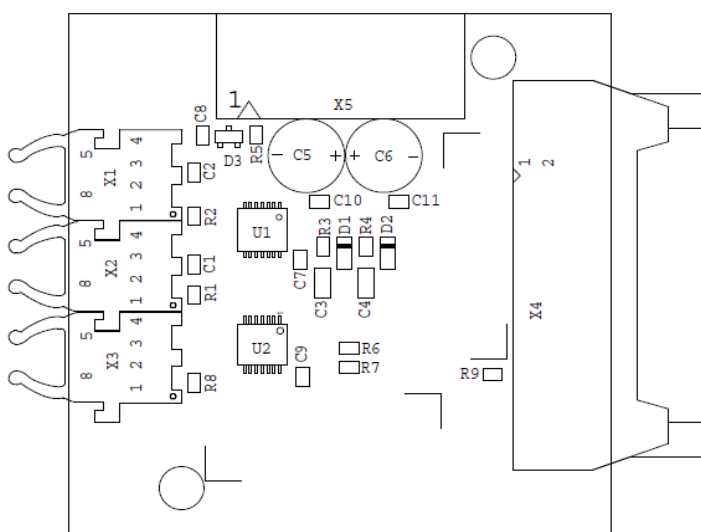
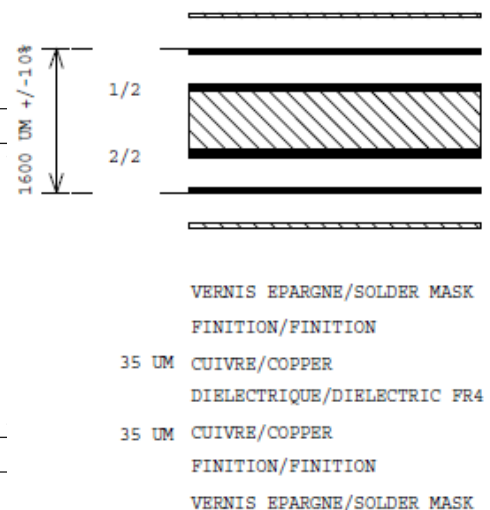


Schéma électrique



Disposition des composants



Empilage des couches

Carte d'interface centrale

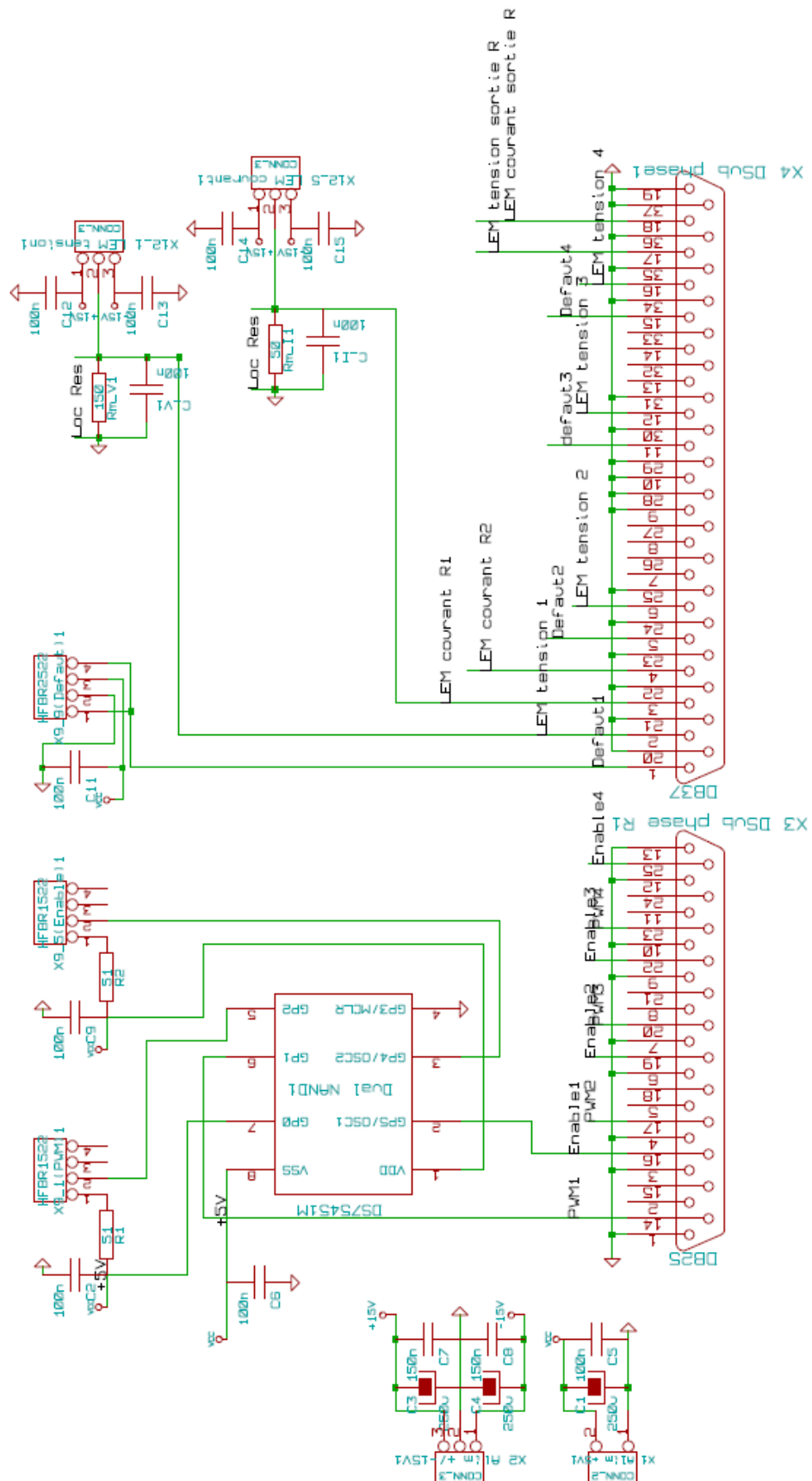
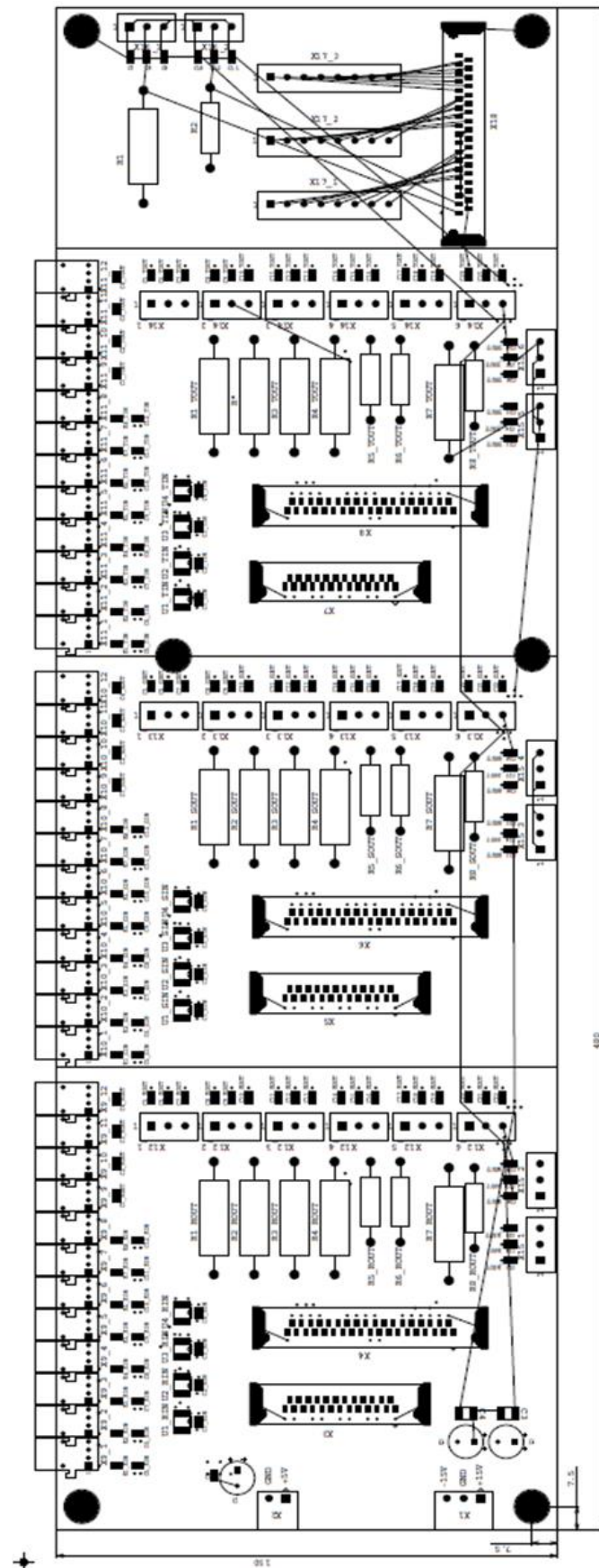


Schéma électrique



Disposition des composants